



⑬ **BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT**

⑫ **Veröffentlichung**  
⑩ **DE 100 80 443 T 1**

⑤① Int. Cl. 7:  
**G 01 R 29/02**  
G 01 R 31/00  
H 03 L 7/08  
G 06 F 11/22

der internationalen Anmeldung mit der  
⑥⑦ Veröffentlichungsnummer: WO 00/46606 in  
deutscher Übersetzung (Art. III § 8 Abs. 2 IntPatÜG)  
②① Deutsches Aktenzeichen: 100 80 443.8  
③⑧ PCT-Aktenzeichen: PCT/JP00/00644  
③⑥ PCT-Anmeldetag: 7. 2. 2000  
③⑦ PCT-Veröffentlichungstag: 10. 8. 2000  
③④ Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung  
in deutscher Übersetzung: 22. 3. 2001

③③ Unionspriorität:  
09/246,458 08. 02. 1999 US  
09/408,280 29. 09. 1999 US  
③① Anmelder:  
Advantest Corp., Tokio/Tokyo, JP; Soma, Mani,  
Seattle, Wash., US  
③④ Vertreter:  
Hoffmann, E., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 82166  
Gräfelfing

③② Erfinder:  
Yamaguchi, Takahiro, Tokio/Tokyo, JP; Soma, Mani,  
Seattle, Wash., US; Ishida, Masahiro, Tokio/Tokyo,  
JP; Furokawa, Yasuo, Tokio/Tokyo, JP; Watanabe,  
Toshifumi, Tokio/Tokyo, JP

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

③⑤ Vorrichtung und Verfahren zum Messen eines Jitters

**DE 100 80 443 T 1**

**DE 100 80 443 T 1**

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

## VORRICHTUNG UND VERFAHREN ZUM MESSEN EINES JITTERS

### Verweis auf verwandte Anmeldungen

10 Diese Anmeldung ist eine Teilfortsetzungsanmeldung der US-Patentanmeldung mit laufender Nummer 09/246 458, eingereicht am 08. Februar 1999.

### Hintergrund der Erfindung

#### 1. Feld der Erfindung

15 Die vorliegende Erfindung betrifft eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Messen eines Jitters in einem Mikrocomputer. Genauer gesagt betrifft die vorliegende Erfindung eine Vorrichtung und ein  
20 Verfahren zum Messen eines Jitters in einer in einem Mikrocomputer verwendeten Takterzeugungsschaltung.

#### 2. Beschreibung des Standes der Technik

25 In den letzten 30 Jahren hat die Zahl von Transistoren auf einem VLSI-(very large scale integrated circuit)-Chip nach Moore's Gesetz exponentiell zugenommen, und auch die Taktfrequenz eines Mikrocomputers hat nach Moore's Gesetz exponentiell zugenommen. Zur Zeit ist die Taktfrequenz dabel, die Grenze von 1,0 GHz zu überschreiten (siehe z.B. Naoki Aoki, H.P. Hofstee, und S. Dong; "GHz MICROPROCESSOR", INFORMATION PROCESSING Band 39, Nr. 7,  
30 Juli 1998). Figur 1 ist ein Graph, der die Entwicklung der Taktperiode in einem Mikrocomputer zeigt, veröffentlicht in Semiconductor Industry Association: "The National Technology Roadmap for Semiconductors, 1997". In Figur 1 ist auch ein RMS-Jitter (Effektiv-Jitter) aufgetragen.

35 In einem Kommunikationssystem werden eine Trägerfrequenz und eine Trägerphase oder eine Symbolzeitsteuerung durch Anwendung nichtlinearer Operationen auf ein empfangenes Signal und durch Eingeben des Ergebnisses des nichtlinearen Prozesses in eine Phasenkoppelschleifenschaltung (PLL) regeneriert. Diese Regeneration entspricht der Maximum-Likelihood-Parameterabschätzung. Wenn jedoch ein Träger oder ein Datenwert aus dem empfangenen Signal aufgrund eines Einflusses von Rauschen oder dergleichen nicht korrekt regeneriert werden kann, kann eine  
40 Neuübertragung vom Sender angefordert werden. In einem Kommunikationssystem wird ein Taktgenerator auf einem von den anderen Komponenten getrennten Chip ausgebildet. Dieser Taktgenerator ist auf einem VLSI-Chip unter Verwendung von Bipolartechnologie, GaAs-Technologie oder CMOS-Technologie ausgebildet.

Bei vielen Mikrocomputern wird die Ausführung eines Befehls durch ein Taktsignal mit einer konstanten Periode gesteuert. Die Taktperiode dieses Taktsignals entspricht einer Zykluszeit eines Mikrocomputers. (Siehe z.B. Mike Johnson; "Superscale Microprocessor Design", Prentice-Hall, Inc., 1991). Wenn die Taktperiode zu kurz ist, wird ein synchroner Betrieb unmöglich, und das System sperrt. In einem Mikrocomputer ist ein Taktgenerator auf dem gleichen Chip mit anderen logischen Schaltungen integriert. Figur 2 zeigt als ein Beispiel einen Pentium-Chip. In Figur 2 kennzeichnet ein weißes Quadrat ( ) eine Takterzeugungsschaltung. Dieser Mikroprozessor wird unter Verwendung eines CMOS-(complementary metal-oxide semiconductor)-Prozesses hergestellt.

In einem Kommunikationssystem ist der durchschnittliche Jitter oder der RMS-Jitter wichtig. Der RMS-Jitter trägt zu einem durchschnittlichen Rauschen des Signal-Rausch-Verhältnisses bei und erhöht die Bitfehlerrate. Andererseits bestimmt in einem Mikrocomputer der schlechteste Momentanwert mancher Parameter die Arbeitsfrequenz. Das heißt, der Spitze-Spitze- oder Peak-to-Peak-Jitter (der schlechteste Wert des Jitters) bestimmt die obere Grenze der Arbeitsfrequenz.

Deshalb wird für die Prüfung einer PLL-Schaltung in einem Mikrocomputer ein Verfahren zum genauen Messen eines Momentanwertes des Jitters in einer kurzen Zeitspanne benötigt. Da Jittermessung auf dem Gebiet der Kommunikation entwickelt worden ist, gibt es gegenwärtig kein Meßverfahren, das auf dem Gebiet der Mikrocomputer dieser Anforderung entspricht. Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Verfahren zum genauen und schnellen Messen eines Momentanwertes des Jitters anzugeben.

Zum Prüfen einer PLL-Schaltung in einem Kommunikationssystem hingegen wird ein Verfahren zum genauen Messen eines RMS-Jitters benötigt. Ein Meßverfahren existiert und wird in der Praxis verwendet, allerdings benötigt es etwa 10 Minuten Meßzeit. Figur 3 zeigt eine vergleichende Übersicht über Taktgeneratoren bei einem Mikrocomputer und einem Kommunikationssystem.

Eine Phasenkoppelschleife (PLL-Schleife) ist ein rückgekoppeltes System. In einer PLL-Schaltung werden eine Frequenz und eine Phase  $\theta_i$  eines gegebenen Referenzsignals mit einer Frequenz und einer Phase  $\theta_o$  einer internen Signalquelle verglichen, um die interne Signalquelle unter Ausnutzung der Differenzen dazwischen so zu steuern, daß die Frequenzdifferenz oder die Phasendifferenz minimiert werden kann. Deshalb umfaßt ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO), der eine interne Signalquelle einer PLL-Schaltung ist, eine Komponente oder Komponenten, deren Verzögerungszeit variierbar ist. Wenn in diesen Oszillator eine Gleichspannung eingegeben wird, wird eine wiederkehrende Wellenform mit einer zu dem Gleichstromwert proportionalen konstanten Periode ausgegeben.

Die PLL-Schaltung, die die vorliegende Erfindung betrifft, umfaßt einen Phase-Frequenz-Detektor, eine Ladungspumpschaltung, einen Schleifenfilter und einen VCO. Figur 4 zeigt eine Grundschaltungskonfiguration einer PLL-Schaltung in Blockdiagrammform. Im folgenden wird die Arbeitsweise jeder der Schaltungskomponenten kurz beschrieben.

08.10.00

DE 100 80 443 T1

ADVANTEST CORPORATION

- 3 -

A0/70120 WO DE

Ein Phase-Frequenz-Detektor ist eine digitale sequentielle Schaltung. Figur 5 ist ein Blockschaltbild, das eine Schaltungskonfiguration eines Phase-Frequenz-Detektors zeigt, der zwei D-Flipflops D-FF1 und D-FF2 und ein AND-Gatter umfaßt. Ein Referenztakt wird an einen Taktanschluß ck des ersten D-Flipflops D-FF1 angelegt, und ein PLL-Takt wird an einen Taktanschluß ck des zweiten D-Flipflops D-FF2 angelegt. Ein logischer Wert "1" wird jedem Dateneingabeanschluß d zugeführt.

Wenn bei der oben beschriebenen Schaltungskonfiguration die zwei Q-Ausgaben beider Flipflops gleichzeitig "1" werden, setzt das AND-Gatter beide Flipflops zurück. Der Phase-Frequenz-Detektor gibt in Abhängigkeit von der Phasendifferenz und der Frequenzdifferenz zwischen den zwei Eingangssignalen ein AUF-Signal zum Erhöhen der Frequenz oder ein AB-Signal zum Verringern der Frequenz aus. (siehe z.B. R. Jacob Baker, Henry W. Li und David E. Boyce; "CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation", IEEE Press, 1998).

Figur 6 zeigt ein Zustandsübergangsdiagramm eines Phase-Frequenz-Detektors (PFD). Der Phase-Frequenz-Detektor ändert den Zustand an steigenden Flanken eines Referenztaktes und eines PLL-Taktes. Wenn z.B. wie in Figur 7 gezeigt die Frequenz eines Referenztaktes 40 MHz und die Frequenz eines PLL-Taktes 37 MHz ist, wird zum Erhöhen der Frequenz während eines Zeitintervalls zwischen den zwei steigenden Flanken ein AUF-Signal ausgegeben. Eine entsprechende Operation wird auch durchgeführt, wenn eine Phasendifferenz zwischen dem Referenztakt und dem PLL-Takt vorhanden ist. Der Phase-Frequenz-Detektor hat im Vergleich mit einem Phasendetektor, der eine Exklusiv-ODER-Schaltung verwendet, folgende Merkmale (siehe z.B. R. Jacob Baker, Henry W. Li, und David E. Boyce; "CMOS Circuit Design, Layout and Simulation", IEEE Press, 1998.)

(i) Der Phase-Frequenz-Detektor arbeitet an einer steigenden Flanke eines Eingabetaktes und ist nicht auf die Gestalt der Wellenform wie etwa eine Pulsbreite des Taktes bezogen.

(ii) Der Phase-Frequenz-Detektor koppelt nicht an eine Harmonische der Referenzfrequenz.

(iii) Da in einem Zeitraum, in dem die Schleife gekoppelt ist, beide Ausgaben logisch "0" sind, wird an der Ausgabe des Schleifenfilters keine Restwelligkeit erzeugt.

Der Phase-Frequenz-Detektor ist hochempfindlich auf eine Flanke. Wenn eine Flanke eines Referenztaktes aufgrund von Rauschen nicht erkannt werden kann, bleibt der Phase-Frequenz-Detektor in einem Zustand hängen. Bei einem auf einer Exklusiv-ODER-Schaltung basierenden Phasendetektor hingegen ist die durchschnittliche Ausgabe 0 (Null), auch wenn keine Flanke erkannt werden kann. Deshalb

(iv) ist der Phase-Frequenz-Detektor empfindlich gegen Rauschen.

Eine Ladungspumpschaltung setzt die logischen Signale AUF und AB vom Phase-Frequenz-Detektor (PFD) in spezifische analoge Signalpegel ( $i_p$ ,  $-i_p$  und 0) um. Der Grund für diese Umsetzung ist, daß, da die Signalamplitude innerhalb einer digitalen Schaltung eine große Toleranzbreite hat, eine Umsetzung auf einen spezifischen analogen Signalpegel notwendig ist. (siehe z.B. Floyd



M. Gardner, "Phaselock Techniques", 2. Auflage, John Wiley & Sons, 1979, und Heinrich Meyr und Gerd Ascheid, "Synchronization in Digital Communications", Band 1, John Wiley & Sons, 1990.)

- Wie in Figur 8A gezeigt, umfaßt eine Ladungspumpschaltung zwei Stromquellen. Um die Modellschaltung zu vereinfachen, wird in diesem Fall angenommen, daß jede der Stromquellen den gleichen Stromwert  $I_p$  hat. Um einen Ausgabestrom  $i_p$  der Ladungspumpschaltung einfach zu beschreiben, wird eine negative Pulsbreite eingeführt, wie in Figur 8B gezeigt. Die logischen Signale AUF und AB öffnen bzw. schließen Schalter  $S_1$ ,  $S_2$ . Das heißt, das logische Signal AUF schließt den Schalter  $S_1$  während eines Zeitraumes positiver Pulsbreite  $\tau$ , und das logische Signal AB schließt den Schalter  $S_2$  während einer Zeitperiode mit negativer Pulsbreite  $\tau$ . Deshalb ist der Ausgabestrom  $i_p$  während der Zeitperiode mit Pulsbreite  $\tau$  gegeben durch die folgende Gleichung.

$$i_p = I_p \operatorname{sgn}(\tau) \quad (2.1.1)$$

Anderenfalls ist der Ausgabestrom  $i_p$  wie folgt.

$$i_p = 0 \quad (2.1.2)$$

- (siehe z.B. Mark Van Paemel, "Analysis of Charge-Pump PLL: A New Model", IEEE Trans. Commun. Band 42, Seiten 2490-2498, 1994.)

In diesem Fall ist  $\operatorname{sgn}(\tau)$  eine Vorzeichenfunktion. Die Funktion  $\operatorname{sgn}(\tau)$  nimmt einen Wert von +1 an, wenn  $\tau$  positiv ist, und nimmt einen Wert von -1 an, wenn  $\tau$  negativ ist. Wenn die zwei Schalter  $S_1$  und  $S_2$  offen sind, fließt kein Strom. Deshalb ist der Ausgabeknoten in einem Zustand hoher Impedanz.

Ein Schleifenfilter wandelt einen Strom  $i_p$  der Ladungspumpschaltung in einen analogen Spannungswert  $V_{\text{CTRL}}$  um. Wie in Figur 9A gezeigt, kann ein Schleifenfilter erster Ordnung konstruiert werden, wenn ein Widerstand  $R_2$  und ein Kondensator  $C$  in Reihe geschaltet werden. Wenn ein durch die Gleichungen (2.1.1) und (2.1.2) gegebener konstanter Strom in das Filter eingegeben wird, wird eine zu einer Zeitspanne proportionale elektrische Ladung in den Kondensator  $C$  geladen. Das heißt, wie in Figur 9B gezeigt, ändert sich die Steuerspannung  $V_{\text{CTRL}}$  linear während der Zeitperiode  $\tau$ . In der anderen Zeitperiode bleibt die Steuerspannung  $V_{\text{CTRL}}$  konstant (siehe z.B. die Literatur von Mark van Paemel).

$$V_{\text{CTRL}}(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_p(\tau) d\tau + V_{\text{CTRL}}(t_0),$$

$$V_{\text{CTRL}}(t) = I_p R_2 + \frac{1}{C} (t - t_0) + V_{\text{CTRL}}(t_0) \quad (2.2)$$

- Der Widerstandswert und der Kapazitätswert des Schleifenfilters sind so gewählt, daß ein Dämpfungskoeffizient und eine natürliche Frequenz optimiert sind. (siehe z.B. Jose Alvarez, Hector Sanchez, Gianfranco Gerosa und Roger Countryman, "A Wide-bandwidth Low-voltage PLL

for Power PC Microprocessors", IEEE J. Solid-State Circuits, Band 30, Seiten 383-391, 1995 und Behzad Razavi, "Monolithic Phase-Locked Loops and Clock Recovery Circuits: Theory and Design", IEEE Press, 1996.) Bei der vorliegenden Erfindung ist das Schleifenfilter als ein passives Weichtastfilter konfiguriert, wie in Figur 10 gemäß einer nachfolgend aufgeführten Arbeit von Ronald E. Best gezeigt (siehe Ronald E. Best, "Phase-Locked Loops", 3. Auflage, McGraw-Hill, 1997). Wie in dieser Veröffentlichung von Ronald E. Best offenbart, hat die Kombination eines Phase-Frequenz-Detektors mit einem passiven Weichtastfilter einen unendlichen Synchronisierungsbereich und Haltebereich, so daß kein Vorteil darin liegt, einen anderen Typ von Filter zu verwenden. In Figur 10 sind  $C = 250 \text{ pF}$ ,  $R_1 = 920 \Omega$  und  $R_2 = 360 \Omega$  gesetzt. Der VCO ist, wie in Figur 11 gezeigt, aus dreizehn Stufen von CMOS-Invertern IN-1, IN-2, ... und IN-13 aufgebaut. Die Versorgungsspannung ist 5 V.

Die lineare Kennlinie des spannungsgesteuerten Oszillators VCO ist gegeben durch die folgende Gleichung.

$$f_{VCO} = K_{VCO} V_{CTRL} \quad (2.3)$$

In diesem Fall ist  $K_{VCO}$  eine Verstärkung des VCO, und ihre Einheit ist Hz/V.

Wenn die PLL in einem synchronen Zustand ist (ein Zustand, wo eine steigende Flanke eines Referenztaktes mit einer steigenden Flanke eines PLL-Taktes übereinstimmt), gibt der Phase-Frequenz-Detektor kein Signal aus. Die Ladungspumpschaltung, das Schleifenfilter und der VCO, die in den hinteren Stufen der PLL vorgesehen sind, senden/empfangen keine Signale und halten den internen Zustand unverändert aufrecht. Wenn hingegen eine steigende Flanke eines Referenztaktes nicht mit einer steigenden Flanke eines PLL-Taktes übereinstimmt (im asynchronen Zustand), gibt der Phase-Frequenz-Detektor ein AUF-Signal oder ein AB-Signal aus, um die Oszillationsfrequenz des VCO zu verändern. Infolgedessen senden/empfangen die Ladungspumpschaltung, das Schleifenfilter und der VCO, die in den hinteren Stufen der PLL-Schaltung vorgesehen sind, Signale und gehen in einen entsprechenden Zustand über. Daraus könnte man schließen, daß, um ein internes Rauschen der PLL-Schaltung zu messen, die PLL-Schaltung in einen synchronen Zustand gebracht werden muß. Um hingegen ein Kurzschlußversagen oder ein Verzögerungsversagen der PLL-Schaltung zu prüfen, muß die PLL-Schaltung in einen anderen Zustand gebracht werden.

Nun wird ein zufälliger Jitter beschrieben.

Ein Jitter auf einem Takt erscheint als eine Fluktuation einer Anstiegszeit und einer Abfallzeit einer Reihe von Taktpulsen. Aus diesem Grund wird bei der Übertragung eines Taktsignals die Empfangszeit oder die Pulsbreite des Taktpulses unsicher (siehe z.B. Ron K. Poon, "Computer Circuits Electrical Design", Prentice-Hall, Inc. 1995.) Figur 12 zeigt Jitter einer Anstiegszeitperiode und einer Abfallzeitperiode einer Reihe von Taktpulsen.

Jede Komponente in den in Figur 4 gezeigten Blöcken hat das Potential, einen Jitter zu erzeugen. Unter diesen Komponenten sind die wichtigsten Faktoren für einen Jitter thermisches Rauschen

und Schrotrauschen der Inverter, die den VCO bilden. (siehe z.B. Todd C. Weigandt, Beomsup Kim und Paul R. Gray, "Analysis of Timing Jitter in CMOS Ring Oscillators", International Symposium on Circuits and System, 1994.) Deshalb ist der vom VCO erzeugte Jitter eine zufällige Fluktuation und hängt nicht von der Eingabe ab. Bei der vorliegenden Erfindung wird unter der Prämisse, daß die Hauptjitterquelle der VCO ist, angenommen, daß die Messung eines zufälligen Jitters einer Oszillationswellenform des VCO das wichtigste zu lösende Problem ist.

Um nur einen zufälligen Jitter einer Oszillationswellenform des VCO zu messen, ist es notwendig, daß die PLL-Schaltung alle anderen Komponenten als den VCO inaktiv hält. Deshalb ist es, wie oben erwähnt, wichtig, daß ein der PLL-Schaltung zuzuführendes Referenzeingangssignal streng eine konstante Periode einhält, so daß die geprüfte PLL-Schaltung keinen Phasenfehler induziert. Ein Konzept dieses Meßverfahrens ist in Figur 13 gezeigt.

Als Vorbereitung für die Diskussion eines Phasenrauschens wird ein Nulldurchgang definiert. Unter der Annahme, daß der Minimalwert  $-A$  einer Cosinuswelle  $A \cos(2\pi f_c t)$  0% ist und der Maximalwert  $+A$  davon 100% ist, entspricht ein Pegel von 50% einer Nullamplitude. Ein Punkt, wo die Schwingungsform einen Nullpegel kreuzt, wird als Nulldurchgang bezeichnet.

Ein Phasenrauschen wird mit Bezug auf eine von einem Oszillator erzeugte Cosinuswelle als Beispiel diskutiert. Ein Ausgangssignal  $X_{\text{IDEAL}}(t)$  eines idealen Oszillators ist eine ideale Cosinuswelle ohne Verzerrung.

$$X_{\text{IDEAL}}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c) \quad (2.4)$$

In diesem Fall sind  $A_c$  und  $f_c$  Nominalwerte einer Amplitude bzw. einer Frequenz, und  $\theta_c$  ist ein ursprünglicher Phasenwinkel. Wenn das Ausgangssignal  $X_{\text{IDEAL}}(t)$  im Frequenzbereich beobachtet wird, wird das Ausgangssignal als ein Linienspektrum gemessen, wie in Figur 14 gezeigt. Beim tatsächlichen Oszillator gibt es einige Abweichungen von den Nominalwerten. In diesem Fall wird das Ausgangssignal ausgedrückt wie folgt.

$$X_{\text{OSC}}(t) = [A_c + \varepsilon(t)] \cos(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) \quad (2.5.1)$$

$$X_{\text{OSC}}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) \quad (2.5.2)$$

In den obigen Gleichungen stellt  $\varepsilon(t)$  eine Amplitudenfluktuation dar. Bei der vorliegenden Erfindung wird die Diskussion unter der Annahme gemacht, daß, wie in Gleichung (2.5.2) gezeigt, die Amplitudenfluktuation  $\varepsilon(t)$  des Oszillators Null ist. In den obigen Gleichungen stellt  $\Delta\phi(t)$  eine Phasenfluktuation dar. Das heißt  $\Delta\phi(t)$  ist ein Term zur Modulation der idealen Cosinuswelle. Der ursprüngliche Phasenwinkel  $\theta_c$  folgt einer gleichförmigen Verteilung im Bereich eines Intervalls  $(0, 2\pi)$ . Die Phasenfluktuation  $\Delta\phi(t)$  hingegen ist ein Zufallsdatenwert und folgt z.B. einer Gauß-Verteilung. Dieses  $\Delta\phi(t)$  wird als Phasenrauschen bezeichnet.

In Figur 15 sind ein Ausgabesignal  $X_{\text{IDEAL}}(t)$  eines idealen Oszillators und ein Ausgabesignal  $X_{\text{OSC}}(t)$  eines tatsächlichen Oszillators aufgetragen. Beim Vergleich dieser Signale miteinander kann man erkennen, daß der Nulldurchgang von  $X_{\text{OSC}}(t)$  durch  $\Delta\phi(t)$  verändert ist.

Wenn hingegen, wie in Figur 16 gezeigt, das Oszillationssignal  $X_{\text{OSC}}(t)$  in den Frequenzbereich transformiert ist, beobachtet man den Einfluß eines Phasenrauschens als eine Spektrumsverbreiterung in der Nähe der Nominalfrequenz  $f_0$ . Wenn man Figur 15 mit Figur 16 vergleicht, kann man sagen, daß es im Frequenzbereich leichter ist, den Einfluß eines Phasenrauschens zu beobachten. Jedoch kann auch, wenn der in Figur 12 gezeigte Taktimpuls in den Frequenzbereich transformiert ist, der Maximalwert der Pulsbereitenfluktuation nicht abgeschätzt werden. Dies liegt daran, daß die Transformation ein Prozeß zur Mittelung der Fluktuation bei bestimmten Frequenzen ist und im Summationsschritt des Prozesses der Maximalwert und der Minimalwert einander aufheben. Deshalb muß bei einem Verfahren zur Abschätzung des Peak-to-Peak-Jitters, das Gegenstand der vorliegenden Erfindung ist, ein Prozeß im Zeitbereich Kern des Verfahrens sein.

Hier wird deutlich gemacht, daß ein additives Rauschen am Referenzeingabeende der PLL-Schaltung gleichbedeutend mit einem additiven Rauschen am Eingabeende des Schleifenfilters ist. (siehe Floyd M. Gardner, "Phaselock Techniques", 2. Auflage, John Wiley & Sons, 1979, und John G. Proakis, "Digital Communications", 2. Auflage, McGraw-Hill, 1989.) Figur 17 zeigt ein additives Rauschen am Referenzeingabeende der PLL-Schaltung. Um die Berechnung zu vereinfachen, wird angenommen, daß ein Phasendetektor der PLL-Schaltung ein Sinuswellenphasendetektor (Mischer) ist.

Die PLL-Schaltung ist phasensynchronisiert mit einem gegebenen Referenzsignal, das durch die folgende Gleichung (2.6) ausgedrückt ist.

$$X_{\text{ref}}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \quad (2.6)$$

In diesem Fall wird angenommen, daß das folgende, durch die Gleichung (2.7) ausgedrückte additive Rauschen zu diesem Referenzsignal  $X_{\text{ref}}(t)$  hinzuaddiert wird.

$$X_{\text{noise}}(t) = n_1(t) \cos(2\pi f_c t) - n_2(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.7)$$

$$X_{\text{VCO}}(t) = \cos(2\pi f_c t + \Delta\phi) \quad (2.8)$$

Eine durch die obige Gleichung (2.8) ausgedrückte Oszillationsschwingungsform des VCO und das Referenzsignal  $X_{\text{ref}}(t) + X_{\text{noise}}(t)$  werden in den Phasendetektor eingegeben, um in eine Differenzfrequenzkomponente umgewandelt zu werden.

$$\begin{aligned} x_{\text{PD}}(t) &= K_{\text{PD}} \left( \frac{A_c}{2} \cos(\Delta\phi) + \frac{n_1(t)}{2} \cos(\Delta\phi) - \frac{n_2(t)}{2} \sin(\Delta\phi) \right) \\ &= \frac{K_{\text{PD}} A_c}{2} \left[ \cos(\Delta\phi) + \left( \frac{n_1(t)}{A_c} \cos(\Delta\phi) - \frac{n_2(t)}{A_c} \sin(\Delta\phi) \right) \right] \end{aligned} \quad (2.9)$$

In diesem Fall ist  $K_{pd}$  eine Phasenkomparatorverstärkung. Es ist daher zu verstehen, daß das additive Rauschen des Referenzsignals gleichbedeutend ist mit dem Zuführen eines durch die folgende Gleichung (2.10) gegebenen additiven Rauschens zu einem Eingabeende des Schleifenfilters.

$$x_{\text{noise,LPF}}(t) = \frac{n_1(t)}{A_o} \cos(\Delta\phi) - \frac{n_2(t)}{A_c} \sin(\Delta\phi) \quad (2.10)$$

Figur 18 zeigt ein additives Rauschen am Eingabeende des Schleifenfilters. Wenn eine spektrale Leistungsdichte des additiven Rauschens am Referenzeingabeende der PLL-Schaltung als  $N_o$  [ $V^2/Hz$ ] angenommen wird, ist die spektrale Leistungsdichte  $G_m(f)$  des additiven Rauschens am Eingabeende dieses Schleifenfilters ausgehend von Gleichung (2.10) durch die folgende Gleichung (2.11) gegeben.

$$G_m(f) = \frac{2N_o}{A_o^2} [V^2/Hz] \quad (2.11)$$

Außerdem ist an Gleichung (2.9) zu sehen, daß wenn eine Phasendifferenz  $\Delta\phi$  zwischen der Oszillationsschwingungsform des VCO und dem Referenzsignal  $\pi/2$  wird, eine Ausgabe des Phasendetektors Null wird. Das heißt, wenn ein Sinuswellenphasendetektor verwendet wird, dann ist der VCO mit dem Referenzsignal phasensynchronisiert, wenn die Phase des VCO um  $90^\circ$  gegen die Phase des Referenzsignals verschoben ist. Außerdem wird bei dieser Berechnung das additive Rauschen vernachlässigt.

Als nächstes wird unter Verwendung eines in Figur 17 gezeigten Modells von äquivalentem additiven Rauschen ein durch additives Rauschen verursachter Betrag von Jitter verdeutlicht. (Siehe Heinrich Mayr und Gerd Ascheid, "Synchronization in Digital Communications", Band 1, John Wiley & Sons, 1990). Um den Ausdruck zu vereinfachen, entspricht unter der Annahme, daß  $\theta_i = 0$  ist, die Phase  $\theta_o$  des Ausgabesignals einem Fehler. Ein Phasenspektrum der Oszillationswellenform des VCO ist gegeben durch die Gleichung (2.12).

$$G_{\theta_o}(f) = |H(f)|^2 G_m(f) \quad (2.12)$$

In diesem Fall ist  $H(f)$  eine Transferfunktion der PLL-Schaltung.

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_{vco} K_{pd} F(s)}{s + K_{vco} K_{pd} F(s)} \quad (2.13)$$

Da ein Phasenfehler  $\theta_o$  ist, ist eine Varianz des Phasenfehlers durch die folgende Gleichung (2.14) gegeben.

$$\sigma_{\Delta}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |H(f)|^2 G_m(f) df \quad (2.14)$$

Indem man Gleichung (2.11) für Gleichung (2.14) einsetzt, werden die folgenden zwei Gleichungen erhalten.

$$\sigma_{\Delta}^2 = \frac{2N_0}{A_s^2} B_s \quad (2.15.1)$$

$$\sigma_{\Delta}^2 = \frac{1}{\left( \frac{A_s}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{N_0 B_s}{1}} \quad (2.15.2)$$

Das heißt, wenn ein Signal-Rauschverhältnis der Schleife  $\left( \frac{A_s}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{N_0 B_s}$  groß ist, wird das Phasenrauschen klein. In diesem Fall ist  $B_s$  eine äquivalente Rauschbandbreite der Schleife.

Wie oben beschrieben, wird ein additives Rauschen am Referenzeingangsende der PLL-Schaltung oder ein additives Rauschen am Eingangsende des Schleifenfilters als ein Ausgabe-Phasenrauschen beobachtet, das eine durch ein der Schleifencharakteristik entsprechendes Tiefpaßfilter durchgeführte Komponente ist. Die Leistung des Phasenrauschens ist umgekehrt proportional zum Signal-Rauschverhältnis der PLL-Schleife.

Als nächstes wird diskutiert, wie durch internes Rauschen des VCO verursachtes Phasenrauschen die Phase des Ausgabesignals der PLL beeinflusst. (siehe Heinrich Mayr und Gerd Ascheid, "Synchronization in Digital Communications", Band 1, John Wiley & Sons, 1990). Es wird angenommen, daß das Ausgabesignal des VCO durch die folgende Gleichung (2.16) gegeben ist.

$$X_{VCO,noise} = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_p(t) + \psi(t)) \quad (2.16)$$

In diesem Fall ist  $\theta_p(t)$  eine Phase eines idealen VCO. Ein internes thermisches Rauschen oder dergleichen erzeugt  $\psi(t)$ . Das erzeugte  $\psi(t)$  ist ein internes Phasenrauschen und läßt die Phase des VCO zufällig fluktuieren. Figur 19 zeigt ein Modell des internen Phasenrauschens des VCO. Eine Phase  $\theta_p(s)$  am Ausgangsende des idealen VCO ist gegeben durch Gleichung (2.17).

$$\theta_p(s) = K_{PD} K_{VCO} \frac{F(s)}{s} \Phi(s) \quad (2.17)$$

In diesem Fall ist  $\Phi(t)$  ein Phasenfehler und entspricht einer Ausgabe des Phasendetektors.

$$\Phi(s) = \theta_i(s) - \theta_o(s) = \theta_i(s) - (\theta_p(s) + \psi(s)) \quad (2.18)$$

Wenn man das  $\theta_p(s)$  aus Gleichung (2.17) für das aus Gleichung (2.18) einsetzt, wird folgende Gleichung (2.19) erhalten.

$$\Phi(s) = \theta_p(s) - \left[ \frac{K_{pd} K_{vco} F(s)}{s} \Phi(s) + \Psi(s) \right] \quad (2.19)$$

Die folgende Gleichung (2.20.1) kann durch Umordnen der obigen Gleichung (2.19) erhalten werden.

$$\Phi(s) = \frac{1}{1 + \frac{K_{pd} K_{vco} F(s)}{s}} (\theta_p(s) - \Psi(s)) \quad (2.20.1)$$

Indem man Gleichung (2.13) für Gleichung (2.20.1) einsetzt, wird folgende Gleichung (2.20.2) erhalten.

$$\Phi(s) = (1 - H(s)) (\theta_p(s) - \Psi(s)) \quad (2.20.2)$$

Die durch internes Rauschen des VCO verursachte Phasenfluktuation ist daher gegeben durch folgende Gleichung (2.21).

$$\sigma_\phi^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |1 - H(f)|^2 G_{\Psi\Psi}(f) df \quad (2.21)$$

Das heißt, ein internes Phasenrauschen des VCO wird als Phasenrauschen eines Ausgabesignals der PLL-Schaltung beobachtet, die eine durch ein Hochpaßfilter durchgegangene Komponente ist. Dieses Hochpaßfilter entspricht einer Phasenfehlertransferfunktion der Schleife.

Wie oben angegeben, wird aus einem internen thermischen Rauschen des VCO ein Phasenrauschen einer Oszillationswellenform des VCO. Außerdem wird ein durch das einem Schleifenphasenfehler entsprechende Hochpaßfilter durchgegangene Komponente als Ausgabephasenrauschen beobachtet.

Additives Rauschen der PLL-Schaltung und/oder internes thermisches Rauschen des VCO wird in ein Phasenrauschen einer Oszillationswellenform des VCO umgewandelt. Additives Rauschen der PLL-Schaltung und/oder internes thermisches Rauschen des VCO wird entsprechend dem Weg von einem Rauschen erzeugenden Block durch die Ausgabe der PLL-Schaltung als Phasenrauschen mit einer niederfrequenten oder einer hochfrequenten Komponente beobachtet. Man erkennt daher, daß das Rauschen der PLL-Schaltung eine Phasenfluktuation einer Oszillationsschwingungsform des VCO bewirken kann. Dies ist äquivalent zu einer Spannungsänderung am Eingabende des VCO. Bei der vorliegenden Erfindung wird ein additives Rauschen dem Eingabende des VCO zugeführt, um die Phase einer Wellenform des VCO zufällig zu modulieren, so daß ein Jitter simuliert wird. Figur 20 zeigt ein Verfahren zum Simulieren eines Jitters.

Als nächstes wird ein Verfahren zum Messen eines Jitters eines Taktes erläutert. Ein Peak-to-Peak-Jitter wird im Zeitbereich gemessen, und ein RMS-Jitter wird im Frequenzbereich gemessen. Jedes dieser herkömmlichen Jitter-Meßverfahren benötigt ca. 10 Minuten Prüfzeit. Bei einer VLSI-Prüfung stehen jedoch nur ca. 100 ms Prüfzeit für einen Prüfgegenstand zur Verfügung.  
 5 Das herkömmliche Jitter-Meßverfahren kann daher nicht für eine Prüfung in der VLSI-Produktionsstrecke eingesetzt werden.

Beim Studium des Verfahrens zum Messen eines Jitters ist der Nulldurchgang ein wichtiges Konzept. Aus dem Gesichtspunkt der Periodenmessung wird eine Beziehung zwischen den  
 10 Nulldurchgängen einer Wellenform und den Nulldurchgängen der Grundwellenform ihrer Grundfrequenz diskutiert. Es wird gezeigt, daß "die Grundfrequenz der Wellenform die Nulldurchgangsinformation der ursprünglichen Wellenform enthält". Bei der vorliegenden Erfindung wird dieses Merkmal der Grundwellenform als "Nulldurchgangstheorem" bezeichnet. Eine Erläuterung wird für  
 15 eine in Figur 21 als Beispiel gezeigte ideale Taktwellenform  $X_{d50\%}(t)$  mit einem Tastverhältnis von 50% diskutiert. Wenn angenommen wird, daß eine Periode dieser Taktwellenform  $T_0$  ist, ist die Fouriertransformierte der Taktwellenform durch die folgende Gleichung (3.1) gegeben. (Siehe z.B. Literaturhinweis c1.)

$$S_{\text{takt}}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{2 \sin\left(\frac{\pi k}{2}\right)}{k} \delta(f - kf_0) \quad (3.1)$$

20 Das heißt, eine Periode der Grundwelle ist gleich einer Periode des Taktes.

$$T_0 = \frac{1}{f} \delta(f - f_0) \quad (3.2)$$

25 Wenn die Grundwellenform des Taktsignals extrahiert wird, entsprechen ihre Nulldurchgänge den Nulldurchgängen der ursprünglichen Taktwellenform. Deshalb kann eine Periode einer Taktwellenform aus den Nulldurchgängen ihrer Grundwellenform abgeschätzt werden. In diesem Fall wird die Abschätzungsgenauigkeit auch dann nicht verbessert, wenn einige Harmonische zur Grundwellenform hinzuaddiert werden. Harmonische und Abschätzungsgenauigkeit einer Periode  
 30 werden später überprüft.

Als nächstes werden eine Hilbert-Transformation und ein analytisches Signal erläutert (siehe z.B. Literaturhinweis c2).

35 Wie aus Gleichung (3.1) zu sehen ist, kann, wenn die Fouriertransformierte der Wellenform  $X_s(t)$  berechnet wird, ein Leistungsspektrum  $S_{ss}(f)$  erhalten werden, das von negativen zu positiven Frequenzen reicht. Dies wird als zweiseitiges Leistungsspektrum bezeichnet. Das negative Frequenzspektrum ist ein an der  $f=0$ -Achse gespiegeltes Bild des positiven Frequenzspektrums. Deshalb ist das zweiseitige Leistungsspektrum um die  $f=0$ -Achse symmetrisch, d.h.  $S_{ss}(-f) =$   
 40  $S_{ss}(f)$ . Das Spektrum der negativen Frequenzen ist jedoch nicht beobachtbar. Es kann ein Spektrum  $G_{ss}(f)$  definiert werden, bei dem negative Frequenzen auf Null beschnitten sind und



statt dessen die beobachtbaren positiven Frequenzen verdoppelt sind. Dies wird als einseitiges Leistungsspektrum bezeichnet.

$$G_{ss}(f) = 2S_{ss}(f) \quad f > 0 \quad (3.3.1)$$

$$G_{ss}(f) = 0 \quad f < 0$$

$$G_{ss}(f) = S_{ss}(f)[1 + \operatorname{sgn}(f)] \quad (3.3.2)$$

In diesem Fall ist  $\operatorname{sgn}(f)$  eine Vorzeichenfunktion, die den Wert +1 annimmt, wenn  $f$  positiv ist, und den Wert -1 annimmt, wenn  $f$  negativ ist. Dieses einseitige Spektrum entspricht einem Spektrum eines analytischen Signals  $z(t)$ . Das analytische Signal  $z(t)$  kann im Zeitbereich wie folgt ausgedrückt werden.

$$z(t) = x_s(t) + j\hat{x}_s(t) \quad (3.4)$$

$$\hat{x}_s(t) = H[x_s(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x_s(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3.5)$$

Der Realteil entspricht der ursprünglichen Wellenform  $X_s(t)$ . Der Imaginärteil ist gegeben durch die Hilbert-Transformierte  $\hat{x}_s(t)$  der ursprünglichen Wellenform. Wie die Gleichung (3.5) zeigt, ist die Hilbert-Transformierte  $\hat{x}_s(t)$  einer Wellenform  $X_s(t)$  gegeben durch eine Faltung der Wellenform  $X_s(t)$  mit  $\frac{1}{\pi t}$ .

Bestimmen wir nun die Hilbert-Transformierte einer bei der vorliegenden Erfindung gehandhabten Wellenform. Zunächst wird die Hilbert-Transformierte einer Cosinuswelle abgeleitet.

$$\begin{aligned} H[\cos(2\pi f_0 t)] &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\cos(2\pi f_0 \tau)}{\tau - t} d\tau = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\cos(2\pi f_0 (y + t))}{y} dy \\ &= -\frac{1}{\pi} \left[ \cos(2\pi f_0 t) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\cos(2\pi f_0 y)}{y} dy - \sin(2\pi f_0 t) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(2\pi f_0 y)}{y} dy \right] \end{aligned}$$

Da das Integral des ersten Terms gleich Null ist und das Integral des zweiten Terms  $\pi$  ist, wird folgende Gleichung (3.6) erhalten.

$$H[\cos(2\pi f_0 t)] = \sin(2\pi f_0 t) \quad (3.6)$$

In entsprechender Weise wird folgende Gleichung (3.7) erhalten.

$$H[\sin(2\pi f_0 t)] = -\cos(2\pi f_0 t) \quad (3.7)$$

Als nächstes wird die Hilbert-Transformierte einer Rechteckwelle, die einer Taktwellenform entspricht, abgeleitet (siehe z.B. Literaturhinweis c3). Die Fourierreihe einer in Figur 21 gezeigten idealen Taktwellenform ist gegeben durch die folgende Gleichung (3.8).

$$x_{\text{asyn}}(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[ \cos \frac{2\pi}{T_0} t - \frac{1}{3} \cos 3 \frac{2\pi}{T_0} t + \frac{1}{5} \cos 5 \frac{2\pi}{T_0} t - \dots \right] \quad (3.8)$$

Die Hilbert-Transformierte ist unter Verwendung der Gleichung (3.8) gegeben durch folgende Gleichung (3.9).

$$H[x_{\text{asyn}}(t)] = \frac{2}{\pi} \left[ \sin \frac{2\pi}{T_0} t - \frac{1}{3} \sin 3 \frac{2\pi}{T_0} t + \frac{1}{5} \sin 5 \frac{2\pi}{T_0} t - \dots \right] \quad (3.9)$$

Figur 22 zeigt Beispiele einer Taktwellenform und ihrer Hilbert-Transformierten. Diese Wellenformen basieren auf der partiellen Summation bis jeweils zur Harmonischen 11. Ordnung. Die Periode  $T_0$  ist bei diesem Beispiel 20 ns.

Ein analytisches Signal  $z(t)$  wird von J. Dugundji eingeführt, um eine Umhüllende einer Wellenform eindeutig zu erhalten. (Siehe z.B. Literaturhinweis c4). Wenn ein analytisches Signal in einem Polarkoordinatensystem ausgedrückt wird, werden die folgenden Gleichungen (3.10.1), (3.10.2) und (3.10.3) erhalten.

$$z(t) = A(t)e^{j\Theta(t)} \quad (3.10.1)$$

$$A(t) = \sqrt{x_a^2(t) + \tilde{x}_a^2(t)} \quad (3.10.2)$$

$$\Theta(t) = \tan^{-1} \left[ \frac{\tilde{x}_a(t)}{x_a(t)} \right] \quad (3.10.3)$$

In diesem Fall stellt  $A(t)$  eine Umhüllende von  $X_a(t)$  dar. Aus diesem Grund wird  $z(t)$  von J. Dugundji als "pre-envelope" bezeichnet. Ferner stellt  $\Theta(t)$  eine momentane Phase von  $X_a(t)$  dar. Beim Verfahren zum Messen eines Jitters gemäß der vorliegenden Erfindung ist ein Verfahren zum Abschätzen dieser momentanen Phase der Kern.

Wenn eine gemessene Wellenform als komplexe Zahl behandelt wird, können ihre Umhüllende und momentane Phase einfach erhalten werden. Die Hilbert-Transformation ist ein Werkzeug zum Umformen einer Wellenform in ein analytisches Signal. Ein analytisches Signal kann erhalten werden durch die Prozedur des folgenden Algorithmus 1.

Algorithmus 1 (Prozedur zum Umformen einer realen Wellenform in ein analytisches Signal):

1. Eine Wellenform wird unter Verwendung der schnellen Fouriertransformation in den Frequenzbereich transformiert;
2. negative Frequenzkomponenten werden auf Null beschnitten und positive Frequenzkomponenten werden verdoppelt; und
3. das Spektrum wird mit Hilfe von inverser schneller Fouriertransformation in den Zeitbereich transformiert.

Als nächstes wird ein "Phasenauspackverfahren" (phase unwrap method) zum Umwandeln einer Phase in eine kontinuierliche Phase kurz beschrieben.

- 5 Das Phasenauspackverfahren ist ein Verfahren, das vorgeschlagen wird, um ein komplexes Cepstrum zu erhalten. (siehe z.B. Literaturhinweis c5.) Wenn eine komplexe logarithmische Funktion  $\log(z)$  als eine willkürliche komplexe Zahl definiert wird, die  $e^{\log(z)} = z$  erfüllt, kann die folgende Gleichung (3.11) erhalten werden. (siehe z.B. Literaturhinweis c6.)

$$10 \quad \log(z) = \log|z| + j\text{ARG}(z) \quad (3.11)$$

- Als Ergebnis der Fouriertransformation einer zeitlichen Wellenform  $X_s(n)$  wird  $S_s(e^{j\omega})$  angenommen. Wenn dessen logarithmisches Betragsspektrum  $\log|S_s(e^{j\omega})|$  und Phasenspektrum  $\text{ARG}[S_s(e^{j\omega})]$  einem Realteil bzw. einem Imaginärteil eines komplexen Spektrums entsprechen und  
15 Inverse Fouriertransformation angewendet wird, kann ein komplexes Cepstrum  $C_s(n)$  erhalten werden.

$$\begin{aligned} c_s(n) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log[S_s(e^{j\omega})] e^{j\omega n} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \{ \log|S_s(e^{j\omega})| + j\text{ARG}[S_s(e^{j\omega})] \} e^{j\omega n} d\omega \end{aligned} \quad (3.12)$$

- 20 In diesem Fall stellt ARG den Hauptwert der Phase dar. Der Hauptwert der Phase liegt im Bereich  $[-\pi, \pi]$ . Es bestehen Unstetigkeitspunkte bei  $-\pi$  und  $+\pi$  im Phasenspektrum des zweiten Terms. Da ein Einfluß dieser Unstetigkeitspunkte sich über den gesamten Zeitbereich durch Anwendung von inverser Fouriertransformation ausbreitet, kann ein komplexes Cepstrum nicht genau abgeschätzt  
25 werden. Um eine Phase in eine kontinuierliche Phase umzuwandeln, wird eine ausgepackte Phase eingeführt. Eine ausgepackte Phase kann eindeutig angegeben werden durch Integrieren einer abgeleiteten Funktion einer Phase.

$$\arg[S_s(e^{j\omega})] = \int_0^{\omega} \frac{d\text{ARG}[S_s(e^{j\eta})]}{d\eta} d\eta \quad (3.13.1)$$

$$30 \quad \arg[S_s(e^{j0})] = 0, \quad (3.13.2)$$

- wobei  $\arg$  eine ausgepackte Phase darstellt. Ein Algorithmus zum Erhalten einer ausgepackten Phase durch Beseitigen von Diskontinuitätspunkten aus einem Phasenspektrum im Zeitbereich ist  
35 von Ronald W. Schäfer und Donald G. Chiders entwickelt worden (siehe z.B. Literaturhinweis c7).

Algorithmus 2:

$$40 \quad 1 \quad \text{ARG}(0) = 0, C(0) = 0$$

$$\begin{aligned}
 2 \quad C(k) &= \begin{cases} C(k-1) - 2\pi, & \text{wenn } \text{ARG}(k) - \text{ARG}(k-1) > \pi \\ C(k-1) + 2\pi, & \text{wenn } \text{ARG}(k) - \text{ARG}(k-1) < -\pi \\ C(k-1), & \text{sonst.} \end{cases} \\
 3 \quad \arg(k) &= \text{ARG}(k) + C(k)
 \end{aligned}$$

5 Eine ausgepackte Phase wird mit dem obigen Algorithmus 2 erhalten. Zunächst wird durch Gewinnen von Differenzen zwischen den Hauptwerten benachbarter Phasen eine Beurteilung durchgeführt, um festzustellen, ob es einen Unstetigkeitspunkt gibt. Wenn es einen Unstetigkeitspunkt gibt, wird  $\pm 2\pi$  zum Hauptwert addiert, um den Unstetigkeitspunkt aus dem Phasenspektrum zu beseitigen (vgl. Literaturhinweis c7).

10 Bei dem obigen Algorithmus 2 wird angenommen, daß eine Differenz zwischen benachbarten Phasen kleiner als  $\pi$  ist. Die Auflösung zum Beobachten eines Phasenspektrums muß daher klein genug sein. Bei einer Frequenz in der Nähe eines Pols (einer Resonanzfrequenz) ist die Phasendifferenz zwischen den benachbarten Phasen jedoch größer als  $\pi$ . Wenn die Frequenzauflösung zum Beobachten eines Phasenspektrums zu grob ist, kann nicht beurteilt werden, ob eine Phase um  
 15  $2\pi$  oder mehr erhöht oder verringert ist. Deshalb kann eine ausgepackte Phase nicht genau erhalten werden. Dieses Problem ist von Jose M. Tribolet gelöst worden. Jose M. Tribolet schlug ein Verfahren vor, bei dem die Integration der abgeleiteten Funktion einer Phase in der Gleichung (3.12) durch eine numerische Integration basierend auf einer Trapezregel approximiert wird und eine Unterteilungsbreite des Integrationsbereiches adaptiv in kleine Stücke unterteilt wird, bis ein  
 20 abgeschätzter Phasenwert für die Bestimmung, ob eine Phase um  $2\pi$  oder mehr erhöht oder vermindert ist, erhalten wird (vgl. z.B. Literaturhinweis c8). Auf diese Weise wird eine ganze Zahl  $l$  der folgenden Gleichung (3.14) gefunden.

$$\arg[S_n(e^{j\Omega})] = \text{ARG}[S_n(e^{j\Omega})] + 2\pi l(\Omega) \quad (3.14)$$

25

Tribolet's Algorithmus ist von Kuno P. Zimmermann auf einen Phasenauspackalgorithmus im Zeitbereich erweitert worden (siehe z.B. Literaturhinweis c9).

30 Bei der vorliegenden Erfindung wird das Phasenauspacken genutzt, um eine momentane Phasen-Wellenform im Zeitbereich durch Beseitigen von Unstetigkeitspunkten bei  $-\pi$  und  $+\pi$  aus der momentanen Phasen-Wellenform in eine kontinuierliche Phase umzuformen. Eine Abtastbedingung zum eindeutigen Durchführen des Phasenauspackens im Zeitbereich wird später diskutiert.

35 Als nächstes wird ein lineares Trendabschätzungsverfahren kurz beschrieben, das benutzt wird, um aus einer kontinuierlichen Phase eine lineare Phase zu erhalten (siehe z.B. Literaturhinweise c10 und c11).

Das Ziel des linearen Trendabschätzungsverfahrens ist, eine lineare Phase  $g(x)$  zu finden, die an einen Phasendatenwert  $y$ , anpaßbar ist.

40

$$g(x) = a + bx \quad (3.15)$$

In diesem Fall sind "a" und "b" die zu findenden Konstanten. Ein quadratischer Fehler R zwischen  $g(x_i)$  und jedem Datenwert  $(x_i, y_i)$  ist durch folgende Gleichung (3.16) gegeben.

$$R = \sum_{i=1}^L (y_i - a - bx_i)^2 \quad (3.16)$$

In diesem Fall ist L die Zahl der Phasendatenwerte. Eine lineare Phase zum Minimieren des quadratischen Fehlers wird gefunden. Eine partielle Differenzierung der Gleichung (3.16) gegen jede der unbekannten Konstanten a und b wird berechnet und das Ergebnis wird auf Null gesetzt. Dann können die folgenden Gleichungen (3.17.1) und (3.17.2) erhalten werden.

$$\frac{\partial R}{\partial a} = \sum_{i=1}^L (y_i - a - bx_i) = 0 \quad (3.17.1)$$

$$\frac{\partial R}{\partial b} = \sum_{i=1}^L x_i (y_i - a - bx_i) = 0 \quad (3.17.2)$$

Diese Gleichungen werden transformiert, um die folgende Gleichung (3.18) zu erhalten.

$$\begin{bmatrix} L & \sum x_i \\ \sum x_i & \sum x_i^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum y_i \\ \sum x_i y_i \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Deshalb kann folgende Gleichung (3.19) erhalten werden.

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \frac{1}{L \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \begin{bmatrix} \sum x_i^2 & -\sum x_i \\ -\sum x_i & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum y_i \\ \sum x_i y_i \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Das heißt, eine lineare Phase kann aus den folgenden Gleichungen (3.20.1) und 3.20.2) abgeschätzt werden.

$$a = \frac{\sum x_i^2 \sum y_i - \sum x_i \sum x_i y_i}{L \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (3.20.1)$$

$$b = \frac{L \sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{L \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (3.20.2)$$

Bei der vorliegenden Erfindung wird zum Abschätzen einer linearen Phase aus einer kontinuierlichen Phase ein lineares Trendabschätzungsverfahren benutzt.

Wie aus der obigen Diskussion deutlich wird, wird beim herkömmlichen Verfahren zum Messen eines Jitters ein Peak-to-Peak-Jitter im Zeitbereich unter Verwendung eines Oszilloskops und ein RMS-Jitter im Frequenzbereich unter Verwendung eines Spektralanalysators gemessen.

Beim Verfahren zum Messen eines Jitters im Zeitbereich wird ein Peak-to-Peak Jitter  $J_{pp}$  eines Taktsignals im Zeitbereich gemessen. Eine relative Fluktuation zwischen Nulldurchgängen wird als Peak-to-Peak-Jitter  $J_{pp}$  zum Problem. Wenn z.B. bei einem Taktsignal in einem Computer oder dergleichen, wie in Figur 81a gezeigt, ein jitterfreies Taktsignal eine durch eine gestrichelte Linie gezeigte Wellenform hat, fluktuert bei einem jitternden Taktsignal, bei dem z.B. auf einen Anstiegspunkt der Wellenform geachtet wird, ein Zeitintervall  $T_{int}$  zwischen einem Anstiegspunkt und dem nächsten Anstiegspunkt von dem Anstiegspunkt der gestrichelten Wellenform als Mitte zur führenden und zur nachfolgenden Seite. Dieses momentane Intervall  $T_{int}$  wird als Peak-to-Peak-Jitter  $J_{pp}$  erhalten. Figuren 23 und 24 zeigen ein gemessenes Beispiel eines Peak-to-Peak-Jitters, gemessen mit einem Oszilloskop bzw. dem Meßsystem. Ein zu prüfendes Taktsignal wird an einen Referenzeingang des Phasendetektors angelegt. In diesem Fall bilden der Phasendetektor und der Signalgenerator eine phasengekoppelte Schleife. Ein Signal des Signalgenerators wird mit dem geprüften Taktsignal synchronisiert und einem Oszilloskop als Triggersignal zugeführt. Bei diesem Beispiel wird ein Jitter der steigenden Flanke des Taktsignals beobachtet. Eine rechteckige Zone wird benutzt, um einen vom Signal zu kreuzenden Pegel zu spezifizieren. Ein Jitter wird gemessen als variierende Komponente des Zeitabstandes zwischen "einem Zeitpunkt, wo das geprüfte Taktsignal den spezifizierten Pegel kreuzt" und "einem durch das Triggersignal gegebenen Referenzzeitpunkt". Dieses Verfahren erfordert einen längeren Zeitraum für die Messung. Aus diesem Grund muß das Triggersignal mit dem geprüften Taktsignal phasensynchronisiert sein, so daß die Messung nicht durch eine Frequenzdrift des geprüften Taktsignals beeinflusst wird.

Eine Messung des Jitters im Zeitbereich entspricht einer Messung einer Fluktuation eines Zeitpunktes, wo das Signal einen Pegel kreuzt. Dies wird bei der vorliegenden Erfindung als Nulldurchgangsverfahren bezeichnet. Da eine Änderungsgeschwindigkeit einer Wellenform am Nulldurchgang maximal ist, ist der Zeitfehler einer Zeitpunktmessung am Nulldurchgang minimal.

$$\Delta t = \left| \frac{\Delta A}{A 2\pi f_0 \sin(2\pi f_0 t)} \right| \geq \frac{\Delta A}{2\pi f_0 A} \quad (3.21)$$

In Figur 25(a) ist der Nulldurchgang jeweils durch kleine Kreise angegeben. Ein Zeitintervall zwischen einem Zeitpunkt  $t_i$ , bei dem eine steigende Flanke einen Nullamplitudenpegel kreuzt, und einem Zeitpunkt  $t_{i+2}$ , wo eine nächste steigende Flanke einen Nullamplitudenpegel kreuzt, gibt eine Periode dieser Cosinuswelle. Figur 25(b) zeigt eine aus dem Nulldurchgang erhaltene momentane Periode  $P_{int}$  (gefunden anhand benachbarter Nulldurchgänge  $t_{i+1}$  und  $t_{i+2}$ ). Eine momentane Frequenz  $f_{int}$  ist gegeben durch den Kehrwert von  $P_{int}$ .

$$P_{int}(t_{i+2}) = t_{i+2} - t_i, P_{int}(t_{i+2}) = 2(t_{i+2} - t_{i+1}) \quad (3.22.1)$$

$$f_{int}(t_{i+2}) = 1/P_{int}(t_{i+2}) \quad (3.22.2)$$

Probleme bei der Messung eines Jitters im Zeitbereich werden diskutiert. Um einen Jitter zu messen, wird eine steigende Flanke eines geprüften Taktsignals  $X_c(t)$  mit Hilfe eines Oszilloskops am Zeitpunkt des Nulldurchgangs aufgefangen.

$$X_c(t) = A_c \cos(2\pi f_0 t + \theta_c + \Delta\varphi(t)) \quad (3.23)$$

Dies bedeutet, daß nur  $X_c(t)$ , das die nächste, durch die folgende Gleichung (3.24) gegebene Phasenwinkelbedingung erfüllt, gesammelt werden kann.

$$2\pi f_0 t_{3/2} + \theta_c + \Delta\phi(t_{3/2}) = \pm 2m\pi + \frac{3\pi}{2} \quad (3.24)$$

Eine Dichtefunktion der Wahrscheinlichkeit, daß ein Abtastwert dem Nulldurchgang einer steigenden Flanke entspricht, ist durch folgende Gleichung (3.25) gegeben. (siehe z.B. Literaturhinweis c10.)

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{A_c^2 - x_c^2(t)}} \Big|_{x_c(t)=0} \quad (3.25)$$

Deshalb ist die zum zufälligen Abtasten eines geprüften Taktsignals zum Sammeln von Phasenrauschen  $\Delta\phi(t_{3/2})$  von N Punkten benötigte Zeitdauer gegeben durch folgende Gleichung (3.26).

$$(2\pi A_c)(NT_0) \quad (3.26)$$

Das heißt, da nur Nulldurchgangs-Abtastwerte für eine Jitterabschätzung verwendet werden können, ist im Vergleich zu einer üblichen Messung wenigstens das  $(2\pi A_c)$ -fache des Prüfzeitraumes erforderlich.

Wie Figur 26 zeigt, ist die Größe einer Menge von Phasenrauschwerten, die mit dem Nulldurchgangsverfahren abgetastet werden kann, kleiner als die gesamte Menge von Phasenrauschwerten. Deshalb ist ein Peak-to-Peak-Jitter  $J_{p-p, 3/2}$  der abgeschätzt werden kann, kleiner oder gleich dem wahren Peak-to-Peak-Jitter  $J_{p-p}$ .

$$J_{p-p} = \max_k(\Delta\phi(k)) - \min_l(\Delta\phi(l))$$

$$J_{p-p, 3/2} \leq J_{p-p} \quad (3.27)$$

Der größte Nachteil des Nulldurchgangsverfahrens ist, daß die Zeitauflösung der Periodenmessung nicht unabhängig von der Periode eines geprüften Signals ausgewählt werden kann. Die Zeitauflösung dieses Verfahrens ist festgelegt durch die Periode des geprüften Signals, d.h. den Nulldurchgang. Figur 27 ist ein Diagramm, in dem die Nulldurchgänge der steigenden Flanken auf einer komplexen Ebene aufgetragen sind. Der Abtastwert beim Nulldurchgangsverfahren ist nur ein mit einem Pfeil bezeichneter Punkt, und die Zahl der Abtastwerte pro Periode kann nicht

erhöht werden. Wenn dem Nulldurchgang einer steigenden Flanke eine Nummer  $n_i$  gegeben wird, mißt das Nulldurchgangsverfahren eine Phasendifferenz, die durch folgende Gleichung (3.28) gegeben ist.

$$n_i(2\pi) \quad (3.28)$$

Eine mit dem Nulldurchgangsverfahren gemessene momentane Periode läuft also, wie in Figur 25(b) gezeigt, auf eine unter Verwendung einer Stufenfunktion erhaltene grobe Näherung hinaus.

1988 erfand David Chu einen Zeitintervallanalysator (siehe z.B. Literaturhinweise c12 und c13). Wenn in dem Zeitintervallanalysator ganzzahlige Werte  $n_i$  der Nulldurchgänge  $n_i(2\pi)$  des geprüften Signals gezählt werden, werden auch gleichzeitig die verstrichenen Zeitperioden  $t_i$  gezählt. Mit diesem Verfahren konnte die zeitliche Schwankung des Nulldurchganges mit Bezug auf die verstrichene Zeitperiode aufgetragen werden. Außerdem kann unter Verwendung von  $(t_i, n_i)$  ein Punkt zwischen gemessenen Datenwerten durch Spline-Funktionen glatt interpoliert werden. Im Ergebnis wurde es so möglich, eine in höherer Ordnung approximierte momentane Periode zu beobachten. Es sollte jedoch beachtet werden, daß auch David Chu's Zeitintervallanalysator auf der Nulldurchgangsmessung des geprüften Signals basiert. Die Interpolation durch Spline-Funktionen macht es zwar einfacher, die physikalische Bedeutung zu verstehen, Tatsache ist jedoch, daß nur der Grad der Näherung einer momentanen Periode erhöht ist. Das liegt daran, daß die zwischen den Nulldurchgängen vorliegenden Daten immer noch nicht gemessen sind. Das heißt, auch der Zeitintervallanalysator kann die Begrenzungen des Nulldurchgangsverfahrens nicht überschreiten. Ein mögliches Verfahren zum Interpolieren der momentanen Daten wird später diskutiert.

Als nächstes wird ein Verfahren zum Messen eines Jitter im Frequenzbereich beschrieben.

Ein RMS-Jitter  $J_{RMS}$  eines Taktsignals wird im Frequenzbereich gemessen. Zum Beispiel wird bei der Datenkommunikation eine Abweichung von einem idealen Zeitpunkt als RMS-Jitter  $J_{RMS}$  zum Problem. Wie in Figur 81b gezeigt, wo ein jitterfreies Rechteckwellensignal eine durch eine gestrichelte Linie dargestellte Wellenform hat, fluktuiert die Anstiegszeit einer jitternden Wellenform. In diesem Fall wird eine Abweichungsbreite eines tatsächlichen Anstiegspunktes (durchgezogene Linie) von einem normalen Anstiegspunkt (gestrichelte Linie) als RMS-Jitter  $J_{RMS}$  erhalten. Figuren 28 und 29 zeigen ein Beispiel von mit Hilfe eines Spektrumanalysators bzw. eines einen Spektrumanalysator verwendenden Meßsystems gemessenem RMS-Jitter. Ein in Prüfung befindliches Taktsignal wird in einen Phasendetektor als Referenzfrequenz eingegeben. In diesem Fall bilden der Phasendetektor und der Signalgenerator eine phasengekoppelte Schleife. Ein Phasendifferenzsignal zwischen dem vom Phasendetektor erfaßten in Prüfung befindlichen Taktsignals und dem Signal vom Signalgenerator wird in den Spektrumanalysator eingegeben, um eine Phasenrauschspektrum-Dichtefunktion zu beobachten. Die Fläche unter der in Figur 28 gezeigten Phasenrauschspektrumskurve entspricht dem RMS-Jitter  $J_{RMS}$ . Die Frequenzachse drückt die Frequenzabweichungen von der Taktfrequenz aus. Das heißt, Null (0) Hz entspricht der Taktfrequenz.



Ein Phasendifferenzsignal  $\Delta\phi(t)$  zwischen dem in Prüfung befindlichen Taktsignal  $X_c(t)$ , gegeben durch die Gleichung (3.23), und einem Referenzsignal, gegeben durch die folgende Gleichung (3.29), wird vom Phasendetektor ausgegeben.

$$x_{ref}(t) = A \cos(2 f_c t + \quad) \quad (3.29)$$

Da zu diesem Zeitpunkt das Referenzsignal, das an eine in Prüfung befindliche Phasenkoppelschleifenschaltung (PLL-Schaltung) angelegt wird, eine konstante Periode hat, entspricht das Phasendifferenzsignal  $\Delta\phi(t)$  einer Phasenrausch-Wellenform. Wenn das über einen endlichen Zeitraum T beobachtete Phasendifferenzsignal  $\Delta\phi(t)$  in den Frequenzbereich transformiert wird, kann eine spektrale Leistungsdichtefunktion des Phasenrauschens  $G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f)$  erhalten werden.

$$S_{\Delta\phi}(f) = \int_0^T \Delta\phi(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.30)$$

$$G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2}{T} E[|S_{\Delta\phi}(f)|^2] \quad (3.31)$$

Nach Parsevals Theorem ist der Mittelwert der Quadrate der Phasenrausch-Wellenform durch folgende Gleichung (3.32) gegeben. (siehe z.B. Literaturhinweis c14).

$$E[\Delta\phi^2(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \Delta\phi^2(t) dt = \int_0^\infty G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f) df \quad (3.32)$$

Es ist somit zu verstehen, daß durch Messen einer Summe des Leistungsspektrums ein Mittelwert der Quadrate einer Phasenrausch-Wellenform abgeschätzt werden kann. Die positive Quadratwurzel aus dem Mittelwert der Quadrate (d.h., ein Effektivwert) wird als RMS-Jitter  $J_{RMS}$  bezeichnet.

$$J_{RMS} = \sqrt{\int_0^{f_{MAX}} G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f) df} \quad (3.33)$$

Wenn der Mittelwert Null ist, ist der Mittelwert der Quadrate äquivalent zu einer Varianz, und der RMS-Jitter ist gleich der Standardabweichung.

Wie in Figur 28 gezeigt, kann  $J_{RMS}$  durch eine Summe von  $G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f)$  in der Nähe der Taktfrequenz genau approximiert werden (siehe z.B. Referenzliteraturhinweis c15). Tatsächlich ist in Gl. (3.33) der obere Grenzwert  $f_{MAX}$  der zu summierenden Frequenz von  $G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f)$  gleich  $(2f_c - \epsilon)$ . Wenn nämlich  $G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f)$  über einen breiteren Frequenzbereich als die Taktfrequenz summiert wird, werden die Harmonischen der Taktfrequenz in  $J_{RMS}$  einbezogen.

Für eine Messung des RMS-Jitters im Frequenzbereich wird ein Phasendetektor, ein Signalgenerator mit geringem Phasenrauschen und ein Spektrumanalysator benötigt. Wie anhand von Gl. (3.33) und Fig. 28 zu verstehen ist, wird ein Phasenrausch-Spektrum durch Frequenz-Abfahren eines niedrigen Frequenzbereichs gemessen. Aus diesem Grund erfordert das Meßverfahren eine

Meßzeitperiode von ca. 10 Minuten und ist nicht auf die Prüfung eines Mikroprozessors anwendbar. Außerdem kann bei der Messung eines RMS-Jitters im Zeitbereich ein Peak-to-Peak-Jitter nicht abgeschätzt werden, weil die Phaseninformation verlorengegangen ist.

5 Wie oben beschrieben, wird beim herkömmlichen Verfahren zum Messen eines Jitters ein Peak-to-Peak-Jitter im Zeitbereich mit Hilfe eines Oszilloskops gemessen. Das Grundverfahren zum Messen eines Jitters im Zeitbereich ist das Nulldurchgangsverfahren. Der größte Nachteil dieses Verfahrens ist, daß eine Zeitauflösung einer Periodenmessung nicht abhängig von der Periode des geprüften Signals verfeinert werden kann. Aus diesem Grund wurde ein Zeitintervallanalysator  
10 zum gleichzeitigen Zählen der ganzzahligen Werte  $n_i$  der Nulldurchgänge des geprüften Signals  $n_i(2\pi)$  und der verstrichenen Zeitperioden  $t_i$  erfunden. Die zwischen den Nulldurchgängen vorhandenen Daten können jedoch nicht gemessen werden. Der Zeitintervallanalysator kann also auch nicht die Beschränkung des Nulldurchgangsverfahrens überwinden.

15 Andererseits wird ein RMS-Jitter im Frequenzbereich mit einem Spektrumanalysator gemessen. Da die Phaseninformation verlorengegangen ist, kann ein Peak-to-Peak-Jitter nicht abgeschätzt werden.

Außerdem erfordert sowohl das Messen eines Jitters im Zeitbereich als auch das Messen eines  
20 RMS-Jitters im Frequenzbereich eine Meßzeit von ca. 10 Minuten. Bei einer Prüfung eines VLSI ist jedem Prüfgegenstand eine Prüfzeit von etwa nur ca. 100 ms zugeteilt. Deshalb ist ein ernster Nachteil des herkömmlichen Verfahrens zum Messen eines Jitters, das die Methode nicht auf die Prüfung eines VLSI in dessen Herstellungsprozeß anwendbar ist.

25 Die Taktfrequenz eines Mikrocomputers hat sich mit einer Geschwindigkeit von dem 2,5-fachen pro 5 Jahre zu höheren Frequenzen hin verlagert. Deshalb kann der Taktjitter eines Mikroprozessors nicht gemessen werden, sofern das Verfahren zum Messen eines Taktjitters nicht mit Bezug auf die Meßzeitauflösung skalierbar ist. Herkömmlicherweise ist ein Peak-to-Peak-Jitter im Zeitbereich unter Verwendung eines Oszilloskops oder eines Zeitintervallanalysators gemessen  
30 worden. Um einen Peak-to-Peak-Jitter eines Taktsignals mit einer höheren Frequenz mit diesen Meßvorrichtungen zu messen, ist es notwendig, die Abtastrate (die Zahl der Abtastwerte pro Sekunde) zu erhöhen oder das Abtastintervall zu verkleinern. Das heißt, diese Hardwaregeräte müssen wenigstens alle 5 Jahre entwickelt werden.

35 Probleme beim Messen des Jitters einer CD oder DVD werden beschrieben. Bei einer CD oder DVD wird ein Lichtstrahl auf eine Platte fokussiert, und von einem Pit zurückkehrendes reflektiertes Licht wird von einem optischen Aufnehmer erfaßt, und dann wird das erfaßte Licht in ein Hochfrequenzsignal (ein elektrisches Signal) durch eine Fotodiode umgewandelt. Der Pit auf der Platte ist geringfügig in Längsrichtung gestreckt oder verkürzt. Dadurch werden Anstiegs- und  
40 Abfallmerkmale (Tastverhältnis) des Hochfrequenzsignals asymmetrisch. Wenn mit Hilfe eines Oszilloskops ein Augenmuster des HF-Signals beobachtet wird, ist sein Mittelpunkt entlang der Y-Achse verschoben. Um einen Jitter der Platte zu bewerten, müssen die steigende Flanke und die fallende Flanke des Hochfrequenzsignals unterschieden werden können. Bei der Messung eines

RMS-Jitters unter Verwendung eines Spektrumanalysators können die steigende und die fallende Flanke des Hochfrequenzsignals nicht unterschieden werden.

Außerdem hat, wie oben gesagt, die Taktfrequenz eines Mikrocomputers mit einer Geschwindigkeit gleich dem 2,5-fachen pro 5 Jahre zugenommen. Um einen Peak-to-Peak-Jitter eines Taktsignals mit einer höheren Frequenz zu messen, muß ein AD-Wandler zum Eingeben in ein digitales Oszilloskop mit höherer Geschwindigkeit entsprechend der höheren Geschwindigkeit des Taktsignals arbeiten und eine Auflösung von acht Bits oder mehr haben.

#### KURZBESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

Eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist, eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Messen eines Jitters zu schaffen, mit denen ein Peak-to-Peak-Jitter oder RMS-Jitter in einer kurzen Prüfzeit von ca. 100 ms oder ähnlich gemessen werden kann.

Eine andere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist, eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Messen eines Jitters zu schaffen, bei denen aus der herkömmlichen RMS-Jittermessung oder der herkömmlichen Peak-to-Peak-Jittermessung erhaltene Daten verwendet werden können.

Eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist, eine skalierbare Vorrichtung und ein skalierbares Verfahren zum Messen eines Jitters anzugeben.

Noch eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist, ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Messen eines Jitters zu schaffen, die einen Peak-to-Peak-Jitter und/oder einen RMS-Jitter messen können, der jeweils einer steigenden oder einer fallenden Flanke einer Wellenform entspricht.

Noch eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist, eine Vorrichtung zum Messen eines Jitters anzugeben, die keinen AD-Wandler benötigt.

Noch eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist, eine Vorrichtung zum Messen eines Jitters anzugeben, die mit einem Verfahren zum Messen eines Peak-to-Peak-Jitters nach einem herkömmlichen Nulldurchgangsverfahren wie in Figur 24 gezeigt und/oder einem Verfahren zum Messen eines RMS-Jitters nach einem in Figur 29 gezeigten Phasenerfassungsverfahren kompatibel ist.

Noch eine Aufgabe der Erfindung ist, eine Vorrichtung anzugeben, die einen Zyklus-zu-Zyklus-Jitter messen kann.

Noch eine andere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist, eine Vorrichtung zum Messen eines Jitters anzugeben, die ein Histogramm des Jitters messen kann.

## OFFENBARUNG DER ERFINDUNG

Um die obigen Aufgaben zu lösen, wird gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung eine Vorrichtung zum Messen eines Jitters angegeben, bei der eine Taktwellenform  $X_c(t)$  mit Hilfe von analytischen Signaltransformationsmitteln in ein komplexes analytisches Signal umgeformt wird, um mit Hilfe linearer Phasenentfernungsmittel einen variablen Term, der durch Beseitigen linearer Phase aus einer momentanen Phase dieses analytischen Signals erhalten wird, d.h. eine Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  zu erhalten, und ein Jitter der Taktwellenform wird aus dieser Phasenrausch-Wellenform durch Jittererfassungsmittel erhalten.

Gemäß einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zum Messen eines Jitters angegeben, welches folgende Schritte umfaßt: Umwandeln einer Taktwellenform  $X_c(t)$  in ein komplexes analytisches Signal; Abschätzen eines variablen Terms, der durch Entfernen einer linearen Phase aus einer momentanen Phase dieses analytischen Signals erhalten wird, d.h. einer Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$ ; und Erhalten eines Jitters aus der Phasenrausch-Wellenform.

Ein RMS-Jitter wird aus der Phasenrausch-Wellenform erhalten. Zusätzlich wird die Phasenrausch-Wellenform in der Nähe eines Nulldurchgangspunktes des Realteils eines analytischen Signals abgetastet, und eine differentielle bzw. Wellenform bzw. Differenzwellenform der Abtast-Phasenrausch-Wellenform wird berechnet, um einen Peak-to-Peak-Jitter aus der differentiellen Phasenrausch-Wellenform zu erhalten.

Es werden eine skallerbare Vorrichtung und ein skalierbares Verfahren zum Messen eines Jitters angegeben, die so aufgebaut sind, daß die Taktwellenform durch einen Frequenzteiler frequenzgeteilt wird und anschließend die frequenzgeteilte Taktwellenform in ein analytisches Signal umgeformt wird.

Gemäß einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung wird die Taktwellenform mit einer analogen Referenzgröße durch einen Komparator verglichen, und ein Ausgabesignal des Komparators wird in ein analytisches Signal umgeformt.

## KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

Figur 1 ist ein Diagramm, das eine Beziehung zwischen einer Taktperiode eines Mikrocomputers und einem RMS-Jitter zeigt;

Figur 2 ist ein Diagramm, das einen Pentium-Prozessor und seine On-Chip-Takttreiberschaltung zeigt;

Figur 3 ist ein Diagramm, das Vergleiche zwischen einem PLL eines Computersystems und einer PLL eines Kommunikationssystems zeigt;

Figur 4 ist ein Diagramm, das grundlegende Konfigurationen einer PLL-Schaltung zeigt;

Figur 5 ist ein Blockdiagramm, das ein Beispiel für einen Phase-Frequenz-Detektor zeigt;

Figur 6 ist ein Zustandsübergangsdiagramm des Phase-Frequenz-Detektors;

5

Figur 7 zeigt die Betriebswellenformen des Phase-Frequenz-Detektors wenn ein Frequenzfehler negativ ist;

Figur 8(a) ist ein Diagramm, das eine Ladungspumpschaltung zeigt, und Figur 8(b) ist ein Diagramm, das eine Beziehung zwischen einem Schaltersteuersignal und einem Ausgabestrom der Ladungspumpschaltung zeigt;

10

Figur 9(a) ist ein Diagramm, das eine Schleifenfilterschaltung zeigt, und Figur 9(b) ist ein Diagramm, das eine Beziehung zwischen einem in die Schaltung aus Figur 9(a) eingegebenen konstanten Strom und einer Ausgabesteuerspannung zeigt;

15

Figur 10 ist ein Schaltungsdiagramm, das ein passives Weichtastfilter zeigt;

Figur 11 zeigt ein Beispiel einer VCO-Schaltung;

20

Figur 12 zeigt ein Beispiel für den Jitter eines Taktes;

Figur 13 ist ein Diagramm zur Erläuterung eines Verfahrens zum Messen eines Jitters;

Figur 14 ist ein Diagramm, das ein Spektrum eines Ausgabesignals eines idealen Oszillators zeigt;

25

Figur 15 ist ein Diagramm, das eine durch Phasenrauschen verursachte Schwankung des Nulldurchgangs zeigt;

30

Figur 16 ist ein Diagramm, das eine durch Phasenrauschen verursachte Streuung eines Spektrums zeigt;

Figur 17 ist ein Blockdiagramm, das eine VCO-Schaltung zeigt, bei der Rauschen am Eingabeende hinzugefügt wird;

35

Figur 18 ist ein Blockdiagramm, das eine andere VCO-Schaltung zeigt, die zu der VCO-Schaltung, bei der Rauschen am Eingabeende hinzugefügt wird, äquivalent ist;

Figur 19 ist ein Blockdiagramm, das eine VCO-Schaltung mit internem Phasenrauschen zeigt;

40

Figur 20 ist ein Blockdiagramm, das eine PLL-Schaltung zeigt, die einen Jitter simuliert;

Figur 21 ist ein Diagramm, das eine ideale Takt-Wellenform zeigt;

Figur 22 ist ein Wellenformdiagramm, das eine Takt-Wellenform und deren Hilbert-transformiertes Ergebnis zeigt;

5    Figur 23 ist ein Diagramm, das ein Beispiel für einen gemessenen Peak-to-Peak-Jitter im Zeitbereich zeigt;

Figur 24 ist ein typisches Modelldiagramm, das ein Meßsystem für einen Peak-to-Peak-Jitter zeigt;

10    Figur 25(a) ist ein Diagramm, das Nulldurchgangspunkte eines Taktsignals zeigt, und Figur 25(b) ist ein Diagramm, das momentane Perioden dieser Nulldurchgangspunkte zeigt;

15    Figur 26 ist ein Diagramm, das eine Menge von Phasenrauschwerten und eine Menge von Phasenrauschwerten, die durch ein Nulldurchgangsverfahren abgetastet werden können, zeigt;

Figur 27 ist ein Diagramm, das den Nulldurchgang in einer komplexen Ebene zeigt;

20    Figur 28 ist ein Wellenformdiagramm, das ein gemessenes Beispiel für einen RMS-Jitter im Frequenzbereich zeigt;

Figur 29 ist ein typisches Modelldiagramm, das ein Meßsystem für einen RMS-Jitter zeigt;

25    Figur 30(a) ist ein Diagramm, das eine funktionelle Konstruktion zeigt, durch die ein Realteil eines zufällig phasenmodulierten Signals extrahiert wird, und Figur 30(b) ist ein Diagramm, das eine funktionelle Konstruktion zeigt, durch die ein zufällig phasenmoduliertes Signal als analytisches Signal extrahiert wird;

30    Figur 31 ist ein Diagramm, das eine Schwingungswellenform eines VCO als analytisches Signal zeigt;

Figur 32 ist ein Blockdiagramm, das eine erste Ausgestaltung einer Vorrichtung zum Messen eines Jitters gemäß der vorliegenden Erfindung zeigt;

35    Figur 33 ist ein Diagramm, das ein konstantfrequentes Signal zum Messen eines Jitters zeigt;

Figur 34 ist ein typisches Modelldiagramm, das ein Jitter-Meßsystem zeigt, bei dem eine Vorrichtung zum Messen eines Jitters gemäß der vorliegenden Erfindung verwendet wird;

40    Figur 35(a) ist ein Diagramm, das einen Hilbert-Paar-Generator zeigt; Figur 35(b) ist ein Diagramm, das eine Eingabe-Wellenform des Hilbert-Paar-Generators zeigt, und Figur 35(c) ist ein Diagramm, das eine Ausgabewellenform des Hilbert-Paar-Generators zeigt;

Figur 36(a) ist ein Diagramm, das eine Taktwellenform zeigt, Figur 36(b) ist ein Diagramm, das ein durch Anwenden von FFT auf die Taktwellenform aus Figur 36(a) erhaltenes Spektrum zeigt, Figur 36(c) ist ein Diagramm, das ein durch Bandpaßfilterung des Spektrums aus Figur 36(b) erhaltenes Spektrum zeigt, und Figur 36(d) ist ein Wellenformdiagramm, das eine durch Anwenden von inverser FFT auf das Spektrum von Figur 36(c) erhaltene Wellenform zeigt;

Figur 37(a) das ein Eingangssignal eines Momentanphasen-Abschätzers zeigt, Figur 37(b) ist ein Diagramm, das eine momentane Phase zeigt, Figur 37(c) ist ein Diagramm, das eine ausgepackte Phase zeigt, und Figur 37(d) ist ein Diagramm, das den Momentanphasen-Abschätzer zeigt;

Figur 38(a) ist ein Diagramm, das eine Eingabephase  $\phi(t)$  eines Linearphasen-Entferners zeigt, Figur 38(b) ist ein Diagramm, das eine Ausgabe  $\Delta\phi(t)$  des Linearphasen-Entferners zeigt, und Figur 38(c) ist ein Diagramm, das den Linearphasen-Entferner zeigt;

Figur 39(a) ist ein Diagramm, das eine Eingabetaktwellenform zeigt, Figur 39(b) ist ein Diagramm, das eine Ausgabe des  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens zeigt, und Figur 39(c) ist ein Diagramm, das eine Ausgabeperiode des Nulldurchgangsverfahrens zeigt;

Figur 40(a) zeigt eine Vorrichtung zum Messen eines Jitters, bei der ein Quadraturmodulations-signal in einem Mittel zum Umformen des analytischen Signals verwendet wird, und Figur 40(b) ist ein Blockdiagramm, das eine Vorrichtung zum Messen eines Jitters zeigt, in der ein Heterodyn-System in deren Eingabestufe verwendet wird;

Figur 41 ist ein Diagramm, das Unterschiede zwischen einem Abtastverfahren beim Nulldurchgangsverfahren und einem Abtastverfahren beim erfindungsgemäßen Verfahren zeigt;

Figur 42(a) ist ein Diagramm, das das Grundwellenspektrum zeigt, und Figur 42(b) ist ein Diagramm, das eine Taktwellenform des Grundwellenspektrums zeigt;

Figur 43(a) ist ein Diagramm, das ein Teilsummenspektrum bis zur 13. Harmonischen zeigt, und Figur 43(b) ist ein Diagramm, das eine Taktwellenform des Teilsummenspektrum bis zur 13. Harmonischen zeigt;

Figur 44(a) ist ein Diagramm, das einen relativen Periodenfehler zeigt, der aus einer bis zu einer bestimmten Ordnung von Harmonischen wiederhergestellten Wellenform abgeschätzt ist, und Figur 44(b) ist ein Diagramm, das einen relativen Fehler eines Effektiv-Wertes zeigt, der aus einer wiederhergestellten Wellenform als Effektiv-Wert der ursprünglichen Taktwellenform bis zu einer bestimmten Ordnung von Harmonischen abgeschätzt ist;

Figur 45 ist ein Diagramm, das Parameter eines MOSFET zeigt;

Figur 46 ist ein Blockdiagramm, das eine jitterfreie PLL-Schaltung zeigt;

Figur 47(a) ist ein Diagramm, das eine Wellenform am Eingang eines VCO in der jitterfreien PLL-Schaltung zeigt, und Figur 47(b) ist ein Diagramm, das eine Wellenform am Ausgang des VCO in der jitterfreien PLL-Schaltung zeigt;

Figur 48(a) ist ein Diagramm, das eine Ausgabewellenform eines VCO in der jitterfreien PLL-Schaltung zeigt, und Figur 48(b) ist ein Diagramm, das eine Phasenrausch-Wellenform des VCO der jitterfreien PLL-Schaltung zeigt;

Figur 49(a) ist ein Diagramm, das eine momentane Periode eines Phasenrauschens der jitterfreien PLL-Schaltung zeigt, und Figur 49(b) ist ein Diagramm, das eine Wellenform des Phasenrauschens der jitterfreien PLL-Schaltung zeigt;

Figur 50 ist ein Blockdiagramm, das eine jitterbehaftete PLL-Schaltung zeigt;

Figur 51(a) ist ein Diagramm, das eine Wellenform am Eingang eines VCO der jitterbehafteten PLL-Schaltung zeigt, und Figur 51(b) ist ein Diagramm, das eine Wellenform am Ausgang des VCO der jitterbehafteten PLL-Schaltung zeigt;

Figur 52(a) ist ein Diagramm, das eine Ausgabewellenform eines VCO in der jitterbehafteten PLL-Schaltung zeigt, und Figur 52(b) ist ein Diagramm, das eine Phasenrausch-Wellenform der Ausgabewellenform des VCO in der jitterbehafteten PLL-Schaltung zeigt;

Figur 53(a) ist ein Diagramm, das eine momentane Periode eines Phasenrauschens der jitterbehafteten PLL-Schaltung zeigt, und Figur 53(b) ist ein Diagramm, das eine Wellenform des Phasenrauschens der jitterbehafteten PLL-Schaltung zeigt;

Figur 54(a) ist ein Diagramm, das einen durch ein Spektralverfahren abgeschätzten RMS-Jitter zeigt, und Figur 54(b) ist ein Diagramm, das  $\Delta\phi(t)$ , abgeschätzt durch ein Verfahren zur Phasenrausch-Wellenform-Abschätzung, zeigt;

Figur 55 ist ein Diagramm zum Vergleichen von Schätzwerten des RMS-Jitters;

Figur 56(a) ist ein Diagramm, das einen durch das Nulldurchgangsverfahren abgeschätzten Peak-to-Peak-Jitter zeigt, und Figur 56(b) ist ein Diagramm, das eine durch das Phasenrausch-Wellenform-Abschätzverfahren abgeschätzten Peak-to-Peak-Jitter zeigt;

Figur 57 ist ein Diagramm zum Vergleich von Schätzwerten des Peak-to-Peak-Jitters;

Figur 58(a) ist ein Diagramm, das ein Ergebnis einer Messung der momentanen Periode eines PLL-Taktes mit dem Nulldurchgangsverfahren zeigt, und Figur 58(b) ist ein Wellenformdiagramm, das ein mit dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren abgeschätztes Phasenrauschen zeigt;



Figur 59 ist ein Diagramm zum Vergleichen von abgeschätzten Werten des RMS-Jitters eines frequenzgeteilten Taktes;

5 Figur 60 ist ein Diagramm zum Vergleichen abgeschätzter Werte des Peak-to-Peak-Jitters eines frequenzgeteilten Taktes;

Figur 61(a) ist ein Wellenformdiagramm, das ein Phasenrauschspektrum zeigt, wenn  $3\sigma = 0,15$  V ist, und Figur 61(b) ist ein Wellenformdiagramm, das ein Phasenrauschspektrum für  $3\sigma = 0,10$  V zeigt;

Figur 62 ist ein Wellenformdiagramm, das ein Beispiel für ein Hilbert-Paar zeigt;

Figur 63 ist ein Wellenformdiagramm, das ein anderes Beispiel für ein Hilbert-Paar zeigt;

15 Figur 64 ist ein Wellenformdiagramm zum Erläutern eines Unterschiedes zwischen Peak-to-Peak-Jittern;

Figur 65 ist ein Diagramm, in dem abgeschätzte Werte des Peak-to-Peak-Jitters aufgetragen sind;

Figur 66(a) ist ein Wellenformdiagramm, das eine VCO-Eingabe einer verzögerungsfehlerfreien PLL-Schaltung zeigt, und Figur 66(b) ist ein Wellenformdiagramm, das einen PLL-Takt einer verzögerungsfehlerfreien PLL-Schaltung zeigt;

25 Figur 67 ist ein Blockdiagramm, das ein spezifisches Beispiel für die Mittel zur Umformung des analytischen Signals 11 zeigt;

Figur 68 ist ein Blockdiagramm, das jeweils spezifische Beispiele eines Momentanphasen-Abschätzers 12 und eines Linearphasen-Entferners 13 zeigt;

Figur 69 ist ein Blockdiagramm, das ein anderes Beispiel für die Mittel zur Umformung des analytischen Signals 11 und ein Beispiel für eine Vorrichtung zum Messen eines Jitters zeigt, zu der ein Spektralanalyseteil hinzugefügt ist;

35 Figur 70A ist ein Diagramm, das einen 1/2-Frequenzteiler zeigt;

Figur 70B ist ein Diagramm, das eine Eingabewellenform T und eine Ausgabewellenform Q des in Figur 70A gezeigten Frequenzteilers zeigt;

40 Figur 71 ist ein Blockdiagramm, das eine Systemkonfiguration zum Messen eines Jitters der frequenzgeteilten Taktwellenform mit einem Digitaloszilloskop zeigt;

08.10.00 DE 100 80 443 T1

ADVANTEST CORPORATION

- 29 -

A070120 WO DE

- Figur 72 ist ein Diagramm, das eine Beziehung zwischen mit dem in Figur 71 gezeigten System gemessenen Peak-to-Peak-Jitter und der Zahl von Frequenzteilungen N des Frequenzteilers zeigt;
- 5    Figur 73 ist ein Diagramm, das eine Beziehung zwischen einem mit dem in Figur 71 gezeigten System gemessenen RMS-Jitter und der Zahl von Frequenzteilungen N des Frequenzteilers zeigt;
- Figur 74 ist ein Blockdiagramm, das eine Systemkonfiguration zum Messen eines Jitters der frequenzgeteilten Taktwellenform unter Verwendung eines  $\Delta\phi$ -Bewerter zeigt;
- 10    Figur 75 ist ein Diagramm, das eine Beziehung zwischen einem mit dem in Figur 74 gezeigten System gemessenen Peak-to-Peak-Jitter und der Zahl von Frequenzteilungen N des Frequenzteilers zeigt;
- 15    Figur 76 ist ein Diagramm, das eine Beziehung zwischen einem mit dem in Figur 74 gezeigten System gemessenen RMS-Jitter und der Zahl von Frequenzteilungen N des Frequenzteilers zeigt;
- 20    Figur 77 ist ein Diagramm, das jeweilige Ergebnisse zeigt, wenn ein einer Sinuswelle ähnliches Taktsignal einem Analog-Digital-Wandler und einem Komparator zugeführt wird, wo Peak-to-Peak-Jitter gemessen werden;
- 25    Figur 78 ist ein Diagramm, das jeweilige Ergebnisse zeigt, wenn ein Taktsignal ähnlich einer Sinuswelle einem Analog-Digital-Wandler und einem Komparator zugeführt wird, wo RMS-Jitter gemessen werden;
- Figur 79 ist ein Diagramm, das jeweilige Ergebnisse zeigt, wenn ein Taktsignal mit einer Rechteckwellengestalt einem Analog-Digital-Wandler und einem Komparator zugeführt wird, wo Peak-to-Peak-Jitter gemessen werden;
- 30    Figur 80 ist ein Diagramm, das jeweilige Ergebnisse zeigt, wenn ein Taktsignal mit einer Rechteckwellengestalt einem Analog-Digital-Wandler und einem Komparator zugeführt wird, wo RMS-Jitter gemessen werden.
- 35    Figur 81a ist ein Diagramm, das einen Jitter einer relativen Nulldurchgangszeit zeigt, und Figur 81b ist ein Diagramm, das einen Jitter gegen eine Idealzeit zeigt;
- 40    Figur 82 ist ein Blockdiagramm, das eine funktionelle Konfiguration einer Ausgestaltung zeigt, bei der die vorliegende Erfindung auf die Messung eines Peak-to-Peak-Jitters angewendet wird;

Figur 83 ist ein Diagramm, das angenäherte Nulldurchgangspunkte, Abtastwerte der Phasenrausch-Wellenform und ihre Differenzen bei der in Figur 82 gezeigten Ausgestaltung zeigt;

5    Figur 84 ist ein Diagramm, das eine Konfiguration eines Experimentes einer Peak-to-Peak-Jittermessung mit Hilfe eines herkömmlichen Zeitintervallanalysators zeigt;

Figur 85 ist ein Diagramm, das eine Konfiguration eines Experimentes einer Peak-to-Peak-Jittermessung unter Verwendung der in Figur 82 gezeigten Ausgestaltung zeigt;

10

Figur 86 ist ein Diagramm, das durch Peakwerte eines Jitters ein gemessenes experimentelles Ergebnis eines Peak-to-Peak-Jitters zeigt;

15

Figur 87 ist ein Diagramm, das anhand von Effektiv-Werten eines Jitters ein experimentelles Meßergebnis eines Peak-to-Peak-Jitters zeigt;

Figur 88 ist ein Diagramm, das eine weitere Ausgestaltung der vorliegenden Erfindung zeigt;

20

Figur 89 ist ein Diagramm, das anhand von Peakwerten eines Jitters ein experimentelles Meßergebnis eines RMS-Jitters zeigt;

Figur 90 ist ein Diagramm, das anhand von Effektiv-Werten eines Jitters ein experimentelles Meßergebnis eines RMS-Jitters zeigt;

25

Figur 91 ist ein Diagramm, das eine Ausgestaltung zeigt, bei der die vorliegende Erfindung auf die Messung eines Zyklus-zu-Zyklus-Jitters angewendet wird;

Figur 92 ist ein Diagramm, das ein experimentelles Meßergebnis eines Zyklus-zu-Zyklus-Jitters zeigt;

30

Figur 93 ist ein Diagramm, das ein Histogramm von mit einer herkömmlichen Vorrichtung gemessenem Sinuswellenjitter zeigt;

35

Figur 94 ist ein Diagramm, das ein Histogramm von mit der in Figur 82 gezeigten Ausgestaltung gemessenem Sinuswellenjitter zeigt;

Figur 95 ist ein Diagramm, das ein Histogramm der mit der in Figur 88 gezeigten Ausgestaltung gemessenen Phasenrausch-Wellenform zeigt;

40

Figur 96 ist ein Diagramm, das ein Histogramm von mit der in Figur 91 gezeigten Ausgestaltung gemessenem Zyklus-zu-Zyklus-Jitter zeigt;

Figur 97 ist ein Diagramm, das ein Histogramm von mit der herkömmlichen Vorrichtung gemessenem zufälligem Jitter zeigt;

Figur 98 ist ein Diagramm, das ein Histogramm von mit der in Figur 82 gezeigten Ausgestaltung gemessenem zufälligem Jitter zeigt;

Figur 99a ist ein Diagramm, das eine Wellenform eines Realteiles eines analytischen Signals zeigt, Figur 99b ist ein Diagramm, das eine Phasenrausch-Wellenform und ihre Null-durchgangs-Abtastwerte zeigt, und Figur 99c ist ein Diagramm, das einen Peak-to-Peak-Jitter zeigt, der durch eine differentielle Berechnung im Falle  $T_s = T_{in}$  erhalten ist;

Figur 100 ist ein Diagramm, das eine Korrelation zwischen jedem für die differentielle Berechnung benötigten Abtastzeitpunkt der Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\pi(t)$  im Falle  $T_s < T_{in}$  seinen Abtastwert und einen Zeitpunkt zeigt, an dem der differentielle Wert erhalten wird;

Figur 101a ist ein Diagramm, das eine Wellenform eines Realteiles eines analytischen Signals zeigt, Figur 101b ist ein Diagramm, das eine Phasenrausch-Wellenform und ihre Null-durchgangs-Abtastwerte zeigt, und Figur 101c ist ein Diagramm, das einen durch eine differentielle Berechnung im Fall  $T_s = 1$  und  $T_{in} = 17$  erhaltenen Peak-to-Peak-Jitter zeigt;

Figur 102a ist ein Diagramm, das einen im Fall  $T_s = T_{in}$  für einen Sinuswellenjitter erhaltenen Peak-to-Peak-Jitter zeigt, und Figur 102b ist ein Diagramm, das einen im Fall  $T_s = 1$  und  $T_{in} = 17$  für einen Sinuswellenjitter erhaltenen Peak-to-Peak-Jitter zeigt;

Figur 103a ist ein Diagramm, das eine Konfiguration zur Durchführung einer gewöhnlichen AD-Wandlung zeigt, und Figur 103b ist ein Diagramm, das eine Konfiguration zur Durchführung einer AD-Wandlung durch ein Undersampling-Verfahren zeigt;

Figur 104a ist ein Diagramm, das eine Wellenform einer Folge von Abtastwerten zeigt, wenn ein Eingangssignal wie üblich im Hochfrequenzzustand abgetastet wird, und Figur 104b ist ein Diagramm, das eine Wellenform einer Folge von Abtastwerten zeigt, wenn ein Eingangssignal mit dem Undersampling-Verfahren abgetastet wird; und

Figur 105a ist ein Diagramm, das ein Spektrum der in Figur 104a gezeigten Folge von Abtastwerten zeigt, und Figur 105b ist ein Diagramm, das ein Spektrum der in Figur 104b gezeigten Folge von Abtastwerten zeigt.

#### BESTE ARTEN, DIE ERFINDUNG AUSZUFÜHREN

Bei der Untersuchung und Entwicklung einer PLL-Schaltung wird noch ein herkömmliches Verfahren zum Messen eines Jitters benutzt, und die Kompatibilität zwischen Daten in einem Prüfstadium und Daten in einem Entwicklungsstadium ist ein wichtiges Problem. Insbesondere um eine Entwurfsänderung in kurzer Zeit durchzuführen und/oder einen Prozeß zu verbessern, um eine Verbesserung der Produktionsausbeute zu realisieren, ist ein Prüfverfahren wichtig, das

Prüfergebnisse gemeinsam nutzen kann. Aus diesem Gesichtspunkt schafft die vorliegende Erfindung ein Verfahren und eine Vorrichtung, die als ein Taktprüfverfahren vernünftig sind.

Um die Kompatibilität mit einem RMS-Jitter zu erzielen, muß die Gestalt eines Phasenrausch-Leistungsspektrums im Frequenzbereich aufrechterhalten werden. Dies kann gelöst werden durch Verwendung eines bereits diskutierten analytischen Signals. Um die Kompatibilität mit einer Peak-to-Peak-Jittermessung zu gewährleisten, ist ein Verfahren zum Aufrechterhalten des Nulldurchganges einer Wellenform erforderlich. Wie bereits deutlich gezeigt, enthält die Grundwelle einer Taktwellenform die Nulldurchgangsinformation des ursprünglichen Taktes aufrecht ("Nullgangstheorem"). Für eine Messung eines Peak-to-Peak-Jitters ist es deshalb ausreichend, einen Phasenwinkel unter Verwendung nur der Grundwelle der Taktwellenform abzuschätzen. Zum Beispiel die Gleichung (2.5.2) oder (3.23) entspricht dieser Grundwelle.

Aus der Gleichung (2.5.2) oder (3.23) kann interpretiert werden, daß eine Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  eine Phase einer der Taktfrequenz entsprechenden Trägerwelle zufällig verändert. Als ein Ergebnis dieser zufälligen Phasenmodulation fluktuiert die Periode der Trägerwelle, und ein Jitter wird erzeugt. Eine tatsächlich beobachtbare Größe ist, wie in Figur 30(a) gezeigt, lediglich der Realteil des zufällig phasenmodulierten Signals (siehe z.B. Literaturhinweis c18). Wenn jedoch auch der Imaginärteil gleichzeitig beobachtet werden könnte, könnte der Phasenwinkel leicht erhalten werden. Dieses Konzept entspricht der Auffassung der Taktwellenform als das oben erwähnte analytische Signal. Figur 30(b) zeigt ein Blockdiagramm, wo die Taktwellenform als analytisches Signal angesehen wird. Wenn das Innere der PLL-Schaltung betrachtet wird, wie in Figur 31 gezeigt, könnte eine Schwingungswellenform eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) als das analytische Signal behandelt werden.

In diesem Fall moduliert  $\Delta\phi(t)$  zufällig die Phase der Taktwellenform. Ein Ziel der vorliegenden Erfindung ist deshalb, ein Verfahren zum Ableiten von  $\Delta\phi(t)$  von der Tabellenform zu schaffen. Figur 32 zeigt ein Blockdiagramm einer ersten Ausgestaltung einer Vorrichtung zum Messen eines Jitters gemäß der vorliegenden Erfindung. Zum Beispiel wird eine analoge Taktwellenform von einer in Prüfung befindlichen PLL-Schaltung 17 in ein digitales Taktsignal durch einen Analog-Digital-Wandler ADC umgesetzt, und das digitale Taktsignal wird einem Hilbert-Paar-Generator zugeführt, der als Mittel 11 zum Umformen des analytischen Signals wirkt, durch das das digitale Taktsignal in ein komplexes analytisches Signal umgeformt wird. Mit Bezug auf dieses analytische Signal wird eine momentane Phase des analytischen Signals durch einen Momentanphasen-Abschätzer 12 abgeschätzt. Eine lineare Phase wird von der Momentanphase durch ein Linearphase-Entfernungsmittel 13 entfernt, um einen variablen Anteil der momentanen Phase, d.h. eine Phasenrausch-Wellenform, zu erhalten. Ein Peak-to-Peak-Jitter wird aus der Phasenrausch-Wellenform durch einen Peak-to-Peak-Detektor 14 erfaßt. Zusätzlich wird ein RMS-Jitter aus der Phasenrausch-Wellenform durch einen RMS-Detektor 15 erfaßt.

Wie bereits oben erwähnt, wird ein Referenztaktsignal, das weiterhin streng eine konstante Periode einhält, der in Prüfung befindlichen PLL-Schaltung zugeführt. Figur 33 zeigt das Referenztaktsignal. Infolgedessen erzeugt die in Prüfung befindliche PLL-Schaltung intern keinen Phasenfehler, so daß nur ein durch einen VCO verursachter zufälliger Jitter auf der Taktwellenform

erscheint. Eine aufgenommene Taktwellenform wird in ein analytisches Signal umgeformt, und ihre momentane Phase wird abgeschätzt, um einen Jitter basierend auf der Streuung gegenüber einer linearen Phase abzuschätzen. Figur 34 zeigt ein Jitter-Prüfsystem, wo die vorliegende Erfindung angewendet wird.

5

Jeder Block kann auch durch analoge Signalverarbeitung realisiert werden. In der vorliegenden Erfindung ist jeder Block jedoch durch digitale Signalverarbeitung ausgeführt. Digitale Signalverarbeitung ist flexibler als analoge Signalverarbeitung, und ihre Geschwindigkeit und Genauigkeit können leicht entsprechend der Schaltungsausstattung verändert werden. Aus der gegenwärtigen Erfahrung der Erfinder bei der Entwicklung einer Rauschanalysevorrichtung für ein Fernsehbildsignal wird vermutet, daß die benötigte Zahl von Bits zur Quantisierung einer Taktwellenform 10 Bits oder mehr wäre.

10

Nun wird ein Algorithmus zum Messen eines Jitters beschrieben, der bei der vorliegenden Erfindung verwendet wird.

15

Ein Hilbert-Paar-Generator als in Figuren 32 und 35 gezeigtes Mittel 11 zum Umformen eines analytischen Signals formt eine Taktwellenform  $X_c(t)$  in ein analytisches Signal  $Z_c(t)$  um. Nach Gleichung (3.6) ist das Hilbert-transformierte Ergebnis von  $X_c(t)$  gegeben durch folgende Gleichung (3.34).

20

$$\hat{x}_c(t) = H[x_c(t)] = A_c \sin(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) \quad (3.34)$$

Wenn  $X_c(t)$  und  $\hat{x}_c(t)$  als Realteil und Imaginärteil einer komplexen Zahl aufgefaßt werden, ist ein analytisches Signal durch die folgende Gleichung (3.35) gegeben.

25

$$\begin{aligned} z_c(t) &= x_c(t) + j\hat{x}_c(t) \\ &= A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) + j A_c \sin(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) \end{aligned} \quad (3.35)$$

In diesem Fall ist es bevorzugt, wie in Figur 35 gezeigt, daß die Taktwellenform  $X_c(t)$  durch das Bandpaßfilter 21a geführt wird, um Hochfrequenzkomponenten und eine Gleichstromkomponente zu beseitigen, und daß die Filterausgabe als Realteil des analytischen Signals  $Z_c(t)$  genutzt wird, und daß eine Ausgabe des Hilbert-Transformators 21, die ein Ergebnis einer Hilbert-Transformation der Filterausgabe ist, als Imaginärteil des analytischen Signals  $Z_c(t)$  genutzt wird. Wenn die Grundwellenfrequenz der Taktwellenform  $X_c(t)$  als  $f_0$  angenommen wird, ist das Durchgangsband des Filters 21a  $f_0/2 - 1,5f_0$ . Außerdem gibt es einen Hilbert-Transformator 21, in dem ein Bandpaßfilter vorhanden ist. In diesem Fall wird die Taktwellenform  $X_c(t)$  dem Hilbert-Transformator 21 zugeführt, so daß die Taktwellenform  $X_c(t)$  durch das interne Bandpaßfilter geführt wird, und anschließend wird die Filterausgabe Hilbert-transformiert, um als Imaginärteil verwendet zu werden. Die Taktwellenform  $X_c(t)$  hingegen wird durch das Bandpaßfilter geführt, um als Realteil verwendet zu werden.

40

Der folgende Algorithmus 3 ist eine Berechnungsprozedur, die das "Nullgangstheorem" (die Grundwelle einer Wellenform enthält die Nulldurchgangsinformation der ursprünglichen Wellen-

form) nutzt. Das heißt der Algorithmus 3 ist die Berechnungsprozedur, die diese Demonstration nutzt. Mit anderen Worten formt der Algorithmus 3 nur die Grundwelle einer Taktwellenform in ein analytisches Signal um. Figur 36(a) zeigt die ursprüngliche Taktwellenform, die eine Gestalt ähnlich einer Rechteckwelle hat. Genauer gesagt führt dieses Mittel 11 zur Umformung eines analytischen Signals, wie in Figur 67 gezeigt, eine Fouriertransformation der Taktwellenform unter Verwendung des FFT-Teiles 21 durch. Figur 36(b) zeigt ein zweiseitiges Leistungsspektrum, das das Ergebnis der Fouriertransformation ist. Dann werden die negativen Frequenzkomponenten durch das Bandpaßfilter 22 abgeschnitten. Gleichzeitig wird, wie in Figur 36(c) gezeigt, nur die Grundwelle der Taktwellenform durch ein Bandpaßfilter 22 extrahiert. Das heißt, in diesem Schritt werden Hilbert-Transformation und Bandpaßfilterung gleichzeitig durchgeführt. Wenn das in Figur 36(c) gezeigte Spektrum durch ein Invers-FFT-Teil 23 invers fouriertransformiert wird, wird ein analytisches Signal erhalten. Da nur die Frequenzkomponenten in der Umgebung der Grundwelle durch die Bandpaßfilterung extrahiert werden, entspricht das in Figur 36(d) gezeigte analytische Signal der Grundwelle der Taktwellenform, und  $X_c(t)$ , dargestellt als durchgezogene Linie, ist eine Summe von Sinuswellen.

**Algorithmus 3 (Prozedur zum Umformen einer realen Wellenform in ein analytisches Signal von dessen Grundwelle):**

1. Durch schnelle Fouriertransformation wird  $X_c(t)$  in den Frequenzbereich transformiert;
2. Negative Frequenzkomponenten werden auf Null beschnitten. Frequenzkomponenten in der Umgebung der Taktfrequenz werden durch eine Bandpaßfilterung extrahiert, und andere Frequenzkomponenten werden auf Null beschnitten;
3. Das Spektrum wird durch inverse schnelle Fouriertransformation in den Zeitbereich transformiert.

Ein Momentanphasen-Abschätzer 12 schätzt eine momentane Phase von  $X_c(t)$  unter Verwendung von  $Z_c(t)$  ab. Das heißt, folgende Gleichung (3.36.1) wird erhalten.

$$\Theta(t) = [2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)] \bmod 2\pi \quad (3.36.1)$$

Als nächstes wendet der Momentanphasen-Abschätzer 12 das oben erwähnte Phasenauspackverfahren auf  $\Theta(t)$  an. Wie in Figur 68 gezeigt, umfaßt der Momentanphasen-Abschätzer nämlich einen Momentanphasen-Bewertungsteil 24 zum Abschätzen einer momentanen Phase des analytischen Signals  $Z_c(t)$  und ein Kontinuierlichphase-Umsetzungsteil 25 zum Anwenden eines Auspackverfahrens auf die abgeschätzte momentane Phase  $\Theta(t)$ , um eine kontinuierliche Phase  $\theta(t)$  zu erhalten. Als Ergebnis der kontinuierlichen Phasenumwandlung wird folgende Gleichung (3.36.2) erhalten.

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t) \quad (3.36.2)$$

Figuren 37(b) und 37(c) zeigen eine momentane Phase bzw. eine ausgepackte Phase. Zusätzlich schätzt ein Linearphasen-Entferner 13 unter Verwendung des oben erwähnten Linearrendabschätzungsverfahrens eine lineare Phase  $[2\pi f_c t + \theta_c]$  basierend auf  $\theta(t)$  mit einem Linearphase-Abschätzungsteil 26 ab. Wenn als nächstes durch ein Subtrahierteil 27 die lineare Phase von  $\theta(t)$

entfernt wird, kann ein variabler Term  $\Delta\phi(t)$  der momentanen Phase, nämlich eine durch die folgende Gleichung (3.36.3) ausgedrückte Phasenrausch-Wellenform erhalten werden.

$$\theta(t) = \Delta\phi(t) \quad (3.36.3)$$

Figur 37(b) zeigt  $\Delta\phi(t)$ . Der in der vorliegenden Erfindung verwendete Jitter-Meßalgorithmus kann gleichzeitig einen Peak-to-Peak-Jitter  $J_{pp}$  und einen RMS-Jitter  $J_{RMS}$  aus  $\Delta\phi(t)$  durch den Peak-to-Peak-Detektor 14 und den RMS-Detektor 15 abschätzen. Das heißt, die folgenden Gleichungen (3.37) und (3.38) können erhalten werden.

$$J_{pp} = \max_k(\Delta\phi(k)) - \min_k(\Delta\phi(k)) \quad (3.37)$$

$$J_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta\phi^2(k)} \quad (3.38)$$

Im folgenden wird das erfindungsgemäße Verfahren auch als  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren bezeichnet.

Als nächstes wird das erfindungsgemäße Verfahren mit dem Nulldurchgangsverfahren logisch verglichen.

Zuerst wird gezeigt, daß wenn nur eine steigende Flanke eines Signals (gleich dem Nulldurchgang) abgetastet wird, das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren dem Nulldurchgangsverfahren äquivalent ist. Wenn die Periode des Nulldurchganges ausgedrückt wird als  $T_{ZERO}$ , wird eine Taktwellenform  $X_c(t)$  ausgedrückt durch die folgende Gleichung (3.39)

$$x_c(t) = A_c \sin\left(\frac{2\pi}{T_{ZERO}} t\right) \quad (3.39)$$

Unter Verwendung der Gleichung (3.35) kann ein durch folgende Gleichung (3.40) ausgedrücktes analytisches Signal erhalten werden.

$$\begin{aligned} z_c(t) &= x_c(t) + j\tilde{x}_c(t) \\ &= A_c \sin\left(\frac{2\pi}{T_{ZERO}} t\right) - jA_c \cos\left(\frac{2\pi}{T_{ZERO}} t\right) \end{aligned} \quad (3.40)$$

Aus der Gleichung (3.10.3) wird eine momentane Frequenz von  $Z_c(t)$  durch folgende Gleichung (3.41) erhalten.

$$f(t) = \frac{\omega(t)}{2\pi} = \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{x_c(t)\tilde{x}_c'(t) - \tilde{x}_c(t)x_c'(t)}{x_c^2(t) + \tilde{x}_c^2(t)} \quad (3.41)$$

Folglich kann  $f(t)$  wie folgt ausgedrückt werden.



$$f(t) = \frac{1}{T_{\text{ZERO}}} \quad (3.42)$$

Das heißt, wenn nur eine steigende Flanke eines Signals abgetastet wird, ist gezeigt, daß das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren äquivalent zum Nulldurchgangsverfahren ist.

Beim Nulldurchgangsverfahren kann die Zeitauflösung der Periodenmessung nicht willkürlich gewählt werden. Die Zeitauflösung dieses Verfahrens ist festgelegt durch den Nulldurchgang des gemessenen Signals. Beim  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren hingegen können sowohl Zeitauflösung als auch Phasenauflösung durch Erhöhen der Zahl der Abtastwerte pro Periode verbessert werden. Figur 39 zeigt einen Vergleich zwischen den Daten des herkömmlichen Nulldurchgangsverfahrens und den Daten des  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens. Man erkennt, daß die Zeitauflösung auf der Zeitachse und die Phasenauflösung auf der Längsachse verbessert sind.

Vergleichen wir nun eine obere Grenze des Abtastintervalls des  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens mit der des Nulldurchgangsverfahrens. Die obere Grenze des Abtastintervalls des  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens kann aus den oben beschriebenen Bedingungen abgeleitet werden. Das heißt, um eine Phasenauspackung eindeutig durchzuführen, muß eine Phasendifferenz zwischen benachbarten analytischen Signalen  $Z_c(t)$  kleiner als  $\pi$  sein. Damit  $Z_c(t)$  diese Bedingung erfüllt, müssen wenigstens zwei Abtastwerte in gleichem Intervall innerhalb einer Periode abgetastet werden. Da z.B.  $f_c$  die durch Gleichung (3.23) gegebene Frequenz von  $X_c(t)$  ist, ist die obere Grenze des Abtastintervalls  $1/2f_c$ . Andererseits ist die obere Grenze des äquivalenten Abtastintervalls des Nulldurchgangsverfahrens  $1/f_c$ .

Als nächstes wird ein Abtastverfahren unter Verwendung von Quadraturmodulation beschrieben. Die Taktfrequenz eines Mikrocomputers hat alle 5 Jahre um einen Faktor 2,5 zugenommen. Sofern das Verfahren zum Messen eines Jitters nicht bezüglich der Meßzeitauflösung skalierbar ist, kann der Taktjitter eines Mikrocomputers nicht gemessen werden. Ein Verfahren, um das Verfahren zum Messen eines Jitters skalierbar zu machen, ist die Quadraturmodulation. Wie aus Figuren 28 und 16 zu erkennen ist, ist bei einer jitterbehafteten Taktwellenform ein Phasenrausch-Spektrum um die Taktfrequenz als Mittenfrequenz gestreut. Eine jitterbehaftete Taktwellenform ist also ein bandbreitenbegrenztes Signal. Aus diesem Grund ist es möglich, die untere Grenze der Abtastfrequenz zu reduzieren, indem die Quadraturmodulation mit einem Tiefpaßfilter kombiniert wird.

Figur 40(a) ist ein Blockdiagramm, das einen Phasenabschätzer zum Abschätzen von  $\Delta\phi(t)$  einer Taktwellenform unter Verwendung eines Quadraturmodulationssystems zeigt. Die Eingabe  $X_c(t)$  wird in einem komplexen Mischer gemäß folgender Gleichung (3.43) multipliziert.

$$\cos(2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta) + j\sin(2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta) \quad (3.43)$$

Eine komplexe Ausgabe des Tiefpaßfilters ist gegeben durch die folgende Gleichung (3.44).

$$\frac{A_c}{2} [\cos(2\pi\Delta f t + (\theta - \theta_c) - \Delta\phi(t)) + j \sin(2\pi\Delta f t + (\theta - \theta_c) - \Delta\phi(t))] \quad (3.44)$$

Das heißt,  $X_c(t)$  wird durch die Quadraturmodulation und das Tiefpaßfilter in ein analytisches Signal  $Z_c(t)$  umgeformt, und die Frequenz wird auf  $\Delta f$  verringert. Anschließend wird das analoge Signal in ein digitales Signal umgeformt, und eine momentane Phase von  $X_c(t)$  wird durch einen Momentanphasen-Abschätzer abgeschätzt, so daß eine durch die folgende Gleichung (3.45) ausgedrückte momentane Phase  $\Theta(t)$  erhalten werden kann.

$$\Theta(t) = [2\pi\Delta f t + (\theta - \theta_c) - \Delta\phi(t)] \bmod 2\pi \quad (3.45)$$

Ähnlich dem vorherigen Beispiel wird eine Phasenauspackung an  $\Theta(t)$  vorgenommen, und eine lineare Phase wird durch einen Linearphasen-Entferner entfernt, so daß die folgende Gleichung (3.46) erhalten werden kann.

$$\theta(t) = -\Delta\phi(t) \quad (3.46)$$

Wie oben erwähnt, ist gezeigt worden, daß die untere Grenze der Abtastfrequenz des  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens von  $2f_c$  auf  $2(\Delta f)$  reduziert werden; indem die Quadraturmodulation mit einem Tiefpaßfilter kombiniert wird. Entsprechend kann auch die untere Grenze der äquivalenten Abtastfrequenz des Nulldurchgangsverfahrens von  $f_c$  auf  $\Delta f$  reduziert werden. Ein ähnlicher Effekt kann auch erhalten werden durch Kombinieren eines in Figur 40(b) gezeigten Heterodyn-Systems mit einem Tiefpaßfilter. Hier wird eine eingegebene Taktwellenform  $X_c(t)$  mit  $\cos(2\pi(fc + \Delta f)t + \theta)$  durch den Mischer multipliziert, und eine Frequenzdifferenzkomponente wird aus der Ausgabe des Mixers durch ein Tiefpaßfilter oder ein Bandpaßfilter extrahiert. Die Differenzfrequenzkomponente wird durch den AD-Wandler in ein digitales Signal umgewandelt, und das digitale Signal wird z.B. dem Hilbert-Paar-Generator zugeführt, der als Mittel 11 zum Umformen des analytischen Signals wirkt.

Schließlich werden die Meßzeitperioden  $T_{\text{meas}}$  des  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens und des Nulldurchgangsverfahrens abgeleitet.  $T_{\text{meas,ZERO}}$  des Nulldurchgangsverfahrens ist durch folgende Gleichung (3.47.1) als Zeitperiode gegeben, die zum Sammeln des  $\Delta\phi(t)$  von  $N$  Punkten erforderlich ist, entsprechend der unteren Grenze einer äquivalenten Abtastfrequenz  $\Delta f$ .

$$T_{\text{meas,ZERO}} \geq \frac{N}{\Delta f} \quad (3.47.1)$$

Für das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren wird der Fall der  $K$ -fachen Zahl von Abtastwerten pro Periode diskutiert. Deshalb ist eine beim  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren benötigte Zeitperiode zum Abtasten von  $N$  Punkten von  $\Delta\phi(t)$  mit einer Frequenz  $2K(\Delta f)$ , die  $K$  mal so hoch wie die Frequenz der unteren Grenze der Abtastfrequenz ist, gegeben durch folgende Gleichung (3.47.2).

$$T_{\text{meas},\Delta f} = \frac{1}{2K} \left( \frac{N}{\Delta f} \right) \quad (3.47.2)$$

Das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren kann  $\Delta\phi(t)$  also  $2K$ -mal schneller messen als das Nulldurchgangsverfahren. Zusätzlich erkennt man, daß die Meßzeitauflösung durch Anpassen von  $K$  skalierbar verändert werden kann. Die Zeitauflösung des Nulldurchgangsverfahrens hingegen ist durch  $\Delta f$  festgelegt. Figur 41 zeigt einen Vergleich zwischen dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren und dem Nulldurchgangsverfahren.

Als nächstes wird ein Verfahren zum Abschätzen einer spektralen Leistungsdichtefunktion einer Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  erläutert. Da beim oben erwähnten Algorithmus 3 nur die Grundwelle durch Bandpaßfilterung extrahiert wird, besteht der Nachteil, daß der Frequenzbereich, in dem eine spektrale Verteilung von  $\Delta\phi(t)$  beobachtet werden kann, begrenzt ist. Da der nachfolgend beschriebene Algorithmus 4 dazu dient, eine spektrale Verteilung von  $\Delta\phi(t)$  zu beobachten, wird darin keine Bandpaßfilterung benutzt. Umgekehrt kann der unten beschriebene Algorithmus 4 nicht zur Beobachtung von  $\Delta\phi(t)$  eingesetzt werden.

Wenn ein analytisches Signal  $Z_c(t)$  abgeschätzt wird, wird schnelle Fouriertransformation eingesetzt. In diesem Fall wird  $X_c(t)W(t)$  (eine durch Multiplizieren von  $X_c(t)$  mit einer Fensterfunktion  $W(t)$  erhaltene Wellenform) einer schnellen Fouriertransformation unterzogen. Im allgemeinen hat die Amplitude von  $W(t)$  einen Wert nahe Null in der Nähe des ersten Zeitpunktes und des letzten Zeitpunktes (siehe z.B. Literaturhinweis c17). Aus diesem Grund hat die durch inverse Fouriertransformation berechnete Wellenform  $X_c(t)W(t)$  in der Nähe des ersten Zeitpunktes und des letzten Zeitpunktes einen großen Fehler, so daß  $X_c(t)W(t)$  nicht als Daten verwendet werden kann. Auch bei der Abschätzung von  $Z_c(t)$  wird das dem mittleren Bereich entsprechende  $X_c(t)W(t)$ , d.h. etwa 50 % der Fensterfunktion, mit einem Kehrwert der Fensterfunktion  $1/W(t)$  multipliziert, um  $Z_c(t)$  abzuschätzen, und die Werte beider Enden von  $X_c(t)W(t)$  müssen verworfen werden.

Bei diesem Verfahren können nur 512 Punkte von  $Z_c(t)$  aus 1024 Punkten von  $X_c(t)$  abgeschätzt werden. In diesem Fall wird angenommen, daß  $X_c(t)$  in einem Wellenform-Aufzeichnungspuffer aufgezeichnet wird. Um die Zahl von Abtastwerten für  $Z_c(t)$  zu steigern, ist es notwendig, den Wellenform-Aufzeichnungspuffer zu segmentieren, so daß die Wellenform teilweise mit der vorhergehenden Wellenform überlappt, um  $Z_c(t)$  entsprechend jedem Zeitintervall zu berechnen und schließlich jedes  $Z_c(t)$  zusammenzusetzen, um das gesamte zusammengesetzte  $Z_c(t)$  zu erhalten.

Wenn  $Z_c(t)$  abgeschätzt wird, sollte eine Fensterfunktion verwendet werden, die nur die minimale Modulation einer Amplitude von  $X_c(t)$  herbeiführt. Die Fensterfunktion, die diese Bedingung erfüllen kann, ist Hanning (siehe Literaturhinweis c17). Diese hat nur das Minimum, d.h. ein Spektrum am oberen und am unteren Seitenband. In diesem Fall überlappen ca. 25 % einer Wellenform.

Algorithmus 4 (Prozedur zum Abschätzen eines Spektrums eines analytischen Signals):

1.  $X_c(t)$  wird ab der Startadresse aus dem Wellenform-Aufzeichnungspuffer 31 entnommen (Figur 69);

2.  $X_c(t)$  wird mit einer Fensterfunktion  $W(t)$  durch ein Fensterfunktion-Multipliziererteil 32 multipliziert;
3. Das Produkt  $X_c(t)W(t)$  wird durch ein schnelles Fouriertransformierteil 33 in den Frequenzbereich transformiert;
- 5 4. Nur die negativen Frequenzkomponenten werden auf Null beschnitten;
5. Das Spektrum wird durch ein schnelles inverses Fouriertransformierteil 35 in den Zeitbereich transformiert, um  $Z_c(t)W(t)$  zu erhalten;
6.  $Z_c(t)W(t)$  wird mit einem Kehrwert der Fensterfunktion durch ein Fensterfunktion-Dividiererteil 36 multipliziert, um  $Z_c(t)$  zu erhalten;
- 10 7.  $X_c(t)$  wird aus dem Wellenform-Aufzeichnungspuffer entnommen. In diesem Fall wird  $X_c(t)$  so entnommen, daß zwei benachbarte  $X_c(t)$  miteinander um ca. 25 % überlappen; und
8. Die obigen Schritte 2-7 werden wiederholt, bis das gesamte  $Z_c(t)$  erhalten ist.

Ein Leistungsspektrum für ein so verarbeitetes  $Z_c(t)$  wird durch ein Spektrumanalysierteil 38  
15 abgeschätzt.

Als nächstes wird ein spezifisches Beispiel beschrieben, bei dem die Effektivität des oben genannten Verfahrens zum Messen eines Jitters durch eine Simulation überprüft wird.

- 20 Beziehung zwischen dem Nulldurchgang einer Taktwellenform und der Grundwelle der Taktwellenform

Es wird anhand der in Figur 21 gezeigten idealen Taktwellenform gezeigt, daß "der Nulldurchgang der Grundwelle einer Wellenform die Nulldurchgangsinformation der ursprünglichen Wellenform enthält (Nulldurchgangstheorem)". Das heißt, eine Taktwellenform wird fouriertransformiert, die  
25 Grundfrequenzkomponente bleibt übrig, und die Frequenzkomponenten der zweiten und höherer Harmonischer werden auf Null beschnitten. Dieses Spektrum wird invers fouriertransformiert, um die wiederhergestellte Wellenform im Zeitbereich zu erhalten. Die Periode wird aus dem Nulldurchgang dieser Wellenform abgeschätzt. Figur 42(a) zeigt ein Spektrum, aus dem die Harmonischen entfernt worden sind. Figur 42(b) zeigt die wiederhergestellte Wellenform mit darübergelegter ursprünglicher Taktwellenform. Entsprechend sind ein Teilsummenspektrum bis zur Harmonischen 13. Ordnung und die wiederhergestellte Wellenform in Figur 43(a) bzw. 43(b) aufgetragen. Beim Vergleich jeder wiederhergestellten Wellenform mit der ursprünglichen Taktwellenform erkennt man, daß der Nulldurchgang ein Fixpunkt ist. Das heißt, ein Zeitpunkt  
30 des Nulldurchgangs ist konstant, unabhängig von der Zahl der Ordnungen der in der Partialsumme verwendeten Harmonischen.

Ein relativer Fehler zwischen einer "Periode des ursprünglichen Taktsignals" und einer "aus einer wiederhergestellten Wellenform abgeschätzten Periode" wird für jede Ordnung von Harmonischen  
40 durch Inkrementieren der Zahl der Harmonischen von 1 bis 13 erhalten. Figur 44(a) zeigt die relativen Fehlerwerte der Periode. Ein Fehler der abgeschätzten Periode hängt nicht von der Zahl der Ordnungen der Harmonischen ab. So wird gezeigt, daß der "Nulldurchgang der Grundwelle eine gute Näherung für den Nulldurchgang des ursprünglichen Signals abgibt". Die relativen Fehler von Effektiv-Werten einer Wellenform werden zu Vergleichszwecken angegeben. Figur

44(b) zeigt die relativen Fehler der aus einer wiederhergestellten Wellenform abgeschätzten Effektiv-Werte im Vergleich zu den Effektiv-Werten der ursprünglichen Taktwellenform. Man erkennt, daß im Effektiv-Fall der relative Fehler nicht abnimmt, sofern die Partialsumme nicht Harmonische höherer Ordnung enthält.

5

Als Zusammenfassung der obigen Ergebnisse kann man feststellen, daß "wenn nur die Grundwelle eines Taktsignals extrahiert werden kann, eine momentane Periode aus dem Nulldurchgang der ursprünglichen Taktwellenform abgeschätzt werden kann. In diesem Fall wird die Abschätzungsgenauigkeit nicht verbessert, auch wenn mehr Harmonische zur Abschätzung hinzugefügt werden". So ist das "Nulldurchgangstheorem" bewiesen.

10

Als nächstes wird ein Fall erläutert, bei dem das erfindungsgemäße Verfahren zum Messen eines Jitters ( $\Delta\phi(t)$ -Verfahren) auf eine jitterfreie PLL-Schaltung angewendet wird. Als PLL-Schaltung wird die in der Erläuterung des Standes der Technik offenbarte PLL-Schaltung verwendet. Eine in  
 15 Figur 46 gezeigte PLL-Schaltung ist in einer SPICE-Simulation aus 0,6  $\mu\text{m}$ -CMOS-Teilen aufgebaut und wird durch eine Spannungsversorgung von 5 V betrieben, um diverse Wellenformen zu erhalten. Figur 45 zeigt Parameter eines MOSFET. Eine Oszillationsfrequenz des VCO ist 128 MHz. Ein Frequenzteiler teilt eine Schwingungswellenform des VCO auf ein Viertel der Frequenz, um es in einen PLL-Takt mit einer Frequenz von 32 MHz umzuwandeln. Die Zeitauflösung der  
 20 SPICE-Simulationswellenform ist 50 ps. Dann wird aus der Simulationswellenform eine Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  berechnet. Die Abschätzung von  $\Delta\phi(t)$  wird mit Matlab simuliert.

Figur 47(a) zeigt eine Eingabewellenform des VCO. Figur 47(b) zeigt eine Oszillationswellenform des VCO. Figur 48(a) zeigt ein Ausgabeleistungsspektrum des VCO. Die Oszillationswellenform  
 25 des VCO von 8092 Punkten wird mit einer "Minimum-4-Term-Fensterfunktion" (vgl. z.B. Literaturhinweis c18) multipliziert, und eine spektrale Leistungsdichtefunktion wird mit Hilfe von schneller Fouriertransformation abgeschätzt. Figur 48(b) zeigt die spektrale Leistungsdichtefunktion des mit Algorithmus 4 abgeschätzten  $\Delta\phi(t)$ . Wie in Figur 69 gezeigt, wird ein analytisches Signal  $Z_c(t)$  durch das Mittel zum Umformen des analytischen Signals 11 unter Verwendung des  
 30 Algorithmus 4 erzeugt. Dann wird eine momentane Phase  $\theta(t)$  dieses analytischen Signals  $Z_c(t)$  mit dem Momentanphasen-Abschätzer 12 abgeschätzt, und eine lineare Phase wird aus der momentanen Phase  $\theta(t)$  durch den Linearphasen-Detektor 13 entfernt, um die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  zu erhalten. Dann wird ein Leistungsspektrum der Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  durch das Spektrumanalysierteil 37 erhalten. Die Bedingungen für die schnelle Fouriertransformation sind die gleichen wie die zur Gewinnung der spektralen Ausgabe-Leistungsdichtefunktion des VCO verwendeten. Wenn man Figur 48(a) mit Figur 48(b) vergleicht, erkennt man im  
 35 Leistungsspektrum von  $\Delta\phi(t)$ , daß das Spektrum der Oszillationsfrequenz der VCO von 128 MHz um ca. 120 dB gedämpft ist. Die Leistungsdichtefunktion von  $\Delta\phi(t)$  hat höhere Pegel bei niedrigeren Frequenzen durch einen Einfluß von 1/f-Rauschen.

40

Figur 49 zeigt Diagramme für den Vergleich des herkömmlichen Nulldurchgangsverfahrens mit dem erfindungsgemäßen Verfahren. Figur 49(a) zeigt ein Ergebnis der Momentanperiodemessung einer Schwingungswellenform des VCO, gemessen mit dem Nulldurchgangsverfahren. Figur 49(b) zeigt das mit dem Verfahren des Algorithmus 3 gemäß der vorliegenden Erfindung abgeschätzte

5  $\Delta\phi(t)$ . Ein Spektrum mit einem Frequenzbereich (10 MHz bis 200 MHz), in dem die Harmonische 2. Ordnung nicht enthalten ist, wurde durch ein Bandpaßfilter extrahiert, und  $\Delta\phi(t)$  wurde durch schnelle inverse Fouriertransformation gewonnen. Aus der Tatsache, daß die momentane Periode und  $\Delta\phi(t)$  kein Rauschen anzeigen, läßt sich zeigen, daß diese PLL-Schaltung tatsächlich keinen Jitter aufweist.

10 In Figur 47(a) ist zu sehen, daß ein Frequenzsteigerungspuls dem VCO zu einem Zeitpunkt von ca. 1127 ns zugeführt wird. Zwei Frequenzsenkungspulse werden dem VCO zu Zeitpunkten von ca. 908 ns bzw. 1314 ns zugeführt. Dies basiert auf dem Leistungsvermögen der bei der Simulation verwendeten PLL-Schaltung. Betrachtet man das in Figur 49(b) gezeigte  $\Delta\phi(t)$ , so tritt eine Phasenänderung durch den Einfluß des Frequenzsteigerungspulses etwa zu einem Zeitpunkt 1140 ns auf. Phasenänderungen aufgrund der Einflüsse der zwei Frequenzsenkungspulse treten etwa zu Zeitpunkten 920 ns bzw. 1326 ns auf. Dies sind deterministische Daten. Andererseits tritt in der momentanen Periode von Figur 49(a) eine Phasenänderung durch den Einfluß des Frequenzsteigerungspulses zu einem Zeitpunkt von etwa 1130 ns auf. Eine Phasenänderung durch den Einfluß der Frequenzsenkungspulse tritt nur zum Zeitpunkt ca. 910 ns auf. Ein Einfluß des Frequenzsenkungspulses bei ca. 1314 ns tritt in der Änderung der momentanen Periode nicht auf.

20 Wenn man die obigen Ergebnisse zusammenfaßt, kann man feststellen, daß bei dem erfindungsgemäßen  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren der Oszillationszustand sich entsprechend einem Frequenzsteigerungspuls oder einem Frequenzsenkungspuls ändert, wenn kein Phasenrauschen vorhanden ist. Das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren hat im Verhältnis zum herkömmlichen Nulldurchgangsverfahren eine höhere Auflösung. Die spektrale Leistungsdichtefunktion von  $\Delta\phi(t)$  ist durch das Spektrum der Oszillationsfrequenz des VCO wenig beeinflusst.

30 Als nächstes wird ein Fall erläutert, bei dem das oben erwähnte Verfahren zum Messen eines Jitters nach der vorliegenden Erfindung ( $\Delta\phi(t)$ -Verfahren) auf eine jitterbehaftete PLL-Schaltung angewendet wird. Zusätzlich wird das Verfahren nach der vorliegenden Erfindung mit der momentanen Periodeabschätzung mit Hilfe des Nulldurchgangsverfahrens verglichen, um zu überprüfen, daß das erfindungsgemäße Verfahren zum Messen eines Jitters für eine Phasenrausch-Abschätzung brauchbar ist.

35 Wie bereits oben erwähnt, kann ein Jitter durch Zuführen eines additiven Rauschens zum VCO simuliert werden, um die Phase der Oszillationswellenform des VCO zufällig zu modulieren. Bei der vorliegenden Erfindung wurde der Jitter der PLL-Schaltung simuliert durch Zuführen eines additiven Rauschens zu einem Eingabeende der VCO-Oszillationsschaltung. Ein Gauß'sches Rauschen wurde mit Hilfe der Funktion randn0 von Matlab erzeugt. Ferner wurde basierend auf SPICE-Simulation ein Gauß'sches Rauschen einem Eingabeende des VCO der in Figur 50 gezeigten PLL-Schaltung zugeführt.

40 Figur 51(a) zeigt eine Eingabewellenform des VCO, wenn  $3\sigma$  des Gauß'schen Rauschens 0,05 V beträgt. Figur 51(b) zeigt eine Oszillationswellenform des VCO. Vergleicht man Figur 47(a) mit Figur 51(a), so sieht man, daß durch den Jitter die Zahl der Frequenzsteigerungspulse von 1 auf

4 erhöht ist, und daß die Zahl der Frequenzsenkungspulse ebenfalls von 2 auf 3 erhöht ist. Figur 52(a) zeigt das Ausgabeleistungsspektrum des VCO. Das Rauschspektrum ist erhöht. Figur 52(b) zeigt eine spektrale Leistungsdichtefunktion von  $\Delta\phi(t)$ . Vergleicht man Figur 48(b) mit Figur 52(b), so erkennt man, daß die Leistung von  $\Delta\phi(t)$  erhöht ist. Die spektrale Leistungsdichtefunktion von  $\Delta\phi(t)$  hat höhere Pegel bei tieferen Frequenzen.

Figuren 53(a) und 53(b) sind Diagramme zum Vergleichen des herkömmlichen Nulldurchgangsverfahrens mit dem Verfahren zum Messen eines Jitters gemäß der vorliegenden Erfindung. Figur 53(a) zeigt ein Ergebnis der Momentanperiodenmessung einer Oszillationswellenform des VCO, gemessen mit dem Nulldurchgangsverfahren. Figur 53(b) zeigt das mit dem Verfahren zum Messen eines Jitters gemäß der vorliegenden Erfindung abgeschätzte  $\Delta\phi(t)$ . Vergleicht man Figur 53 mit Figur 49, so erkennt man, daß die entsprechende Änderung der Wellenform sich signifikant unterscheidet. Das heißt, wenn kein Jitter vorhanden ist, haben die momentane Periode und/oder  $\Delta\phi(t)$  niedrige Frequenzkomponenten. Wenn jedoch ein Jitter vorhanden ist, haben momentane Periode und/oder  $\Delta\phi(t)$  relativ hohe Frequenzkomponenten. Dies bedeutet, daß die momentane Periode oder das  $\Delta\phi(t)$ , wie in Figur 53 gezeigt, einem Phasenrauschen entspricht. Wenn Figur 53(a) sorgfältig mit Figur 53(b) verglichen wird, erkennt man das folgende: (i) Die momentane Periode und  $\Delta\phi(t)$  sind einander etwas ähnlich. Allerdings sind (ii) Zeitauflösung und Phasen-(Perioden-)auflösung von  $\Delta\phi(t)$  höher als die der momentanen Periode.

Faßt man die obigen Ergebnisse zusammen, so kann das erfindungsgemäße Verfahren zum Messen eines Jitters (das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren) ein Phasenrauschen mit einer hohen Zeitauflösung und einer hohen Phasenauflösung abschätzen. Natürlich kann auch das Nulldurchgangsverfahren ein Phasenrauschen in Form einer momentanen Periode abschätzen. Ein Nachteil des Nulldurchgangsverfahrens ist jedoch, daß die Zeitauflösung und die Periodenabschätzungsauflösung auf Nulldurchgänge begrenzt sind.

Als nächstes wird das herkömmliche Verfahren zum Abschätzen eines Jitters mit dem erfindungsgemäßen Verfahren zum Messen eines Jitters (dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren) verglichen. Was jedoch die Abschätzung eines RMS-Jitters angeht, wird das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren mit dem Spektralverfahren verglichen, und mit Bezug auf die Abschätzung eines Peak-to-Peak-Jitters wird das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren mit dem Nulldurchgangsverfahren verglichen.

Figur 54 zeigt Bedingungen zum Vergleichen der abgeschätzten Werte des RMS-Jitters. Die mit dem oben erwähnten Algorithmus 4 abgeschätzte spektrale Leistungsdichtefunktion von  $\Delta\phi(t)$  wird als Spektrum nach dem herkömmlichen Verfahren eingesetzt. Bei dem Spektralverfahren wird eine Summe des Phasenrausch-Leistungsspektrums im Frequenzbereich (10 MHz bis 200 MHz) erhalten, in dem die Harmonische zweiter Ordnung nicht enthalten ist, und ein RMS-Jitter  $J_{RMS}$  wird mit Hilfe der Gleichung (3.33) abgeschätzt. Der in Figur 54(a) schwarz ausgemalte Bereich ist das dem Frequenzbereich entsprechende Spektrum. Beim  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren hingegen wird ein RMS-Jitter  $J_{RMS}$  anhand des oben erwähnten Algorithmus 3 und der Gleichung (3.38) abgeschätzt. Dies entspricht einem Effektiv-Wert der Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$ . Das 3 $\sigma$  eines Gauß'schen Rauschens wird einem Eingabeende des VCO der in Figur 50 gezeigten PLL-Schaltung durch Ändern von dessen Wert von 0 auf 0,5 V zugeführt, um einen RMS-Jitterwert

einer Oszillationswellenform des VCO abzuschätzen. Wie in Figur 55 gezeigt, liefern das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren und das Spektralverfahren miteinander jeweils im wesentlichen kompatible Schätzwerte.

- Figur 56 zeigt Diagramme zum Vergleichen von Schätzwerten des Peak-to-Peak-Jitters. Dreieckige Markierungen bezeichnen jeweils Spitzenwerte. Die Positionen der dreieckigen Markierungen sind für das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren und das Spektralverfahren unterschiedlich. Dies bedeutet, daß ein Peak-to-Peak-Jitter nicht notwendigerweise an den Nulldurchgängen erzeugt wird. Wie in Figur 57 gezeigt, liefern das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren und das Spektralverfahren jeweils miteinander kompatible Schätzwerte.

Wenn man die obigen Ergebnisse zusammenfaßt, so liefert das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung bei der Abschätzung eines RMS-Jitters Schätzwerte, die mit denen des herkömmlichen Spektralverfahrens kompatibel sind. Auch bei der Abschätzung eines Peak-to-Peak-Jitters liefert das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren Schätzwerte, die mit denen des Nulldurchgangsverfahrens kompatibel sind.

Als nächstes werden die Leistungen des herkömmlichen Verfahrens zum Abschätzen eines Jitters und die Leistung des erfindungsgemäßen  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens bei Verwendung eines PLL-Taktes verglichen, der auf 1/4 der Frequenz heruntergetaktet ist. Als PLL-Schaltung wird die in Figur 50 gezeigte PLL-Schaltung gebraucht. Der Frequenzteiler dieser Schaltung teilt eine Oszillationswellenform des VCO auf 1/4 der Frequenz herunter, um die Oszillationsfrequenz in einen PLL-Takt mit einer Frequenz von 32 MHz umzuwandeln. Figur 66(b) zeigt die Wellenform des PLL-Taktes. Um mit den Ergebnissen der obigen Beispiele zu vergleichen, wird das  $3\sigma$  eines additiven Gauß'schen Rauschens auf 0,05 V festgelegt.

Wenn die Periode der Oszillationswellenform des VCO  $\tau_{VCO}$  ist, ist die Periode des frequenzgevierten PLL-Taktes  $\tau_{PLL}$  gegeben durch folgende Gleichung (3.48).

$$\tau_{PLL} = 4 \left( \tau_{VCO} + \frac{\sum_{i=1}^4 \epsilon_i}{4} \right) \quad (3.48)$$

In diesem Fall stellt  $\epsilon_i$  eine zeitliche Fluktuation einer steigenden Flanke dar. Aus Gleichung (3.48) ist zu entnehmen, daß die Frequenzteilung eine den Jitter des Taktes reduzierende Wirkung hat.

- Figur 58 zeigt Diagramme zum Vergleichen des Nulldurchgangsverfahrens mit dem erfindungsgemäßen  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren. Figur 58(a) zeigt das Ergebnis einer Messung einer momentanen Periode des PLL-Taktes mit dem Nulldurchgangsverfahren. Figur 58(b) zeigt  $\Delta\phi(t)$ , abgeschätzt mit dem oben erwähnten Algorithmus 3 des erfindungsgemäßen  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens. Ein Spektrum im Frequenzbereich (20 MHz bis 59 MHz), in dem die Harmonische zweiter Ordnung nicht enthalten ist, wird durch ein Bandpaßfilter extrahiert, und  $\Delta\phi(t)$  wird durch inverse schnelle Fouriertransformation erhalten. Man erkennt, daß das  $\Delta\phi(t)$  des PLL-Taktes sich deutlich von dem



in Figur 53(b) gezeigten  $\Delta\phi(t)$  unterscheidet, das aus der Oszillationswellenform des VCO erhalten wird. Das  $\Delta\phi(t)$  des PLL-Taktes betont Phasenunstetigkeitspunkte. Die Phasenunstetigkeitspunkte sind in gleichen Abständen und entsprechend den regelmäßigen Frequenzteilungsflanken.

- Figur 59 zeigt ein Diagramm zum Vergleichen der Schätzwerte des RMS-Jitters. Beim Spektralverfahren (i) wurde  $\Delta\phi(t)$  aus dem PLL-Takt mit dem Algorithmus 4 des erfindungsgemäßen  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens abgeschätzt; (ii) wurden die 8092 Punkte von  $\Delta\phi(t)$  mit der „Minimum-4-Term-Fensterfunktion“ multipliziert (siehe z.B. Literaturhinweis c18), und die spektrale Leistungsdichtefunktion wurde mit schneller Fouriertransformation abgeschätzt. Dann wurde (iii) beim Spektralverfahren eine Summe des Phasenrausch-Leistungsspektrums im Frequenzbereich (20 MHz bis 59 MHz), in dem die Harmonische zweiter Ordnung nicht enthalten ist, erhalten, und ein RMS-Jitter  $J_{RMS}$  wurde mit Hilfe von Gleichung (3.33) abgeschätzt. Beim erfindungsgemäßen  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren hingegen wurde ein RMS-Jitter  $J_{RMS}$  unter Verwendung von Algorithmus 3 und Gleichung (3.38) abgeschätzt. Wie in Figur 59 gezeigt, liefern das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren im wesentlichen miteinander kompatible Schätzwerte. In der Nähe eines  $3\sigma$  eines additiven Gauß'schen Rauschens von 0,05 V ist allerdings der mit dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren abgeschätzte RMS-Jitter  $J_{RMS}$  größer als der RMS-Jitter des Spektralverfahrens. Der Grund hierfür wird zusammen mit dem Prüfergebnis des Peak-to-Peak-Jitter  $J_{PP}$  erklärt. Wenn man Figur 59 mit Figur 55 vergleicht, erkennt man, daß die Frequenzteilung auf 1/4 der Frequenz bei diesem speziellen Beispiel zu einem  $J_{RMS}$  von 1/3,7 führt.

- Figur 60 zeigt ein Diagramm zum Vergleich der Schätzwerte des Peak-to-Peak-Jitters. Das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren und das Nulldurchgangsverfahren liefern im wesentlichen miteinander kompatible Schätzwerte. In der Nähe eines  $3\sigma$  eines additiven Gauß'schen Rauschens von 0,05 jedoch ist der nach dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren abgeschätzte Peak-to-Peak-Jitter  $J_{PP}$  größer als der im Nulldurchgangsverfahren abgeschätzte. Der Grund hierfür wird als nächstes erläutert.

- Figur 61(a) zeigt ein Phasenrausch-Leistungsspektrum für  $3\sigma = 0,05$  V (im wesentlicher gleicher Schätzwert wie beim Nulldurchgangsverfahren). Ein Cursor in der Figur bezeichnet eine obere Grenzfrequenz bei der Abschätzung von  $\Delta\phi(t)$ . Ein schwaches Phasenmodulationsspektrum ist in der Nähe des Cursors zu erkennen. Figur 62 zeigt ein analytisches Signal  $Z_c(t)$  für diesen Fall. Man erkennt, daß das analytische Signal  $Z_c(t)$  durch das schwache Phasenmodulationsspektrum zu einer komplexen Sinuswelle geworden ist. Aus diesem Grund ändert sich die momentane Phase gleichmäßig.

- Figur 61(b) zeigt ein Phasenrausch-Leistungsspektrum wenn  $3\sigma = 0,10$  V ist (größerer Schätzwert als beim Nulldurchgangsverfahren). Dieses Phasenrausch-Leistungsspektrum zeigt eine für 1/f-Rauschen typische Gestalt. Die Grundfrequenz dieses 1/f-Rauschens ist nicht die PLL-Taktfrequenz 32MHz. Allerdings ist das  $Z_c(t)$  des 1/f-Rauschens durch das Hilbert-Paar einer von dem oben erwähnten Beispiel abgeleiteten Rechteckwelle gegeben. Deshalb nimmt das in Figur 63 gezeigte  $Z_c(t)$  die gleiche Gestalt an wie das in Figur 22 gezeigt Hilbert-Paar. Da  $Z_c(t)$  eine komplexe Gestalt hat, ändert sich die momentane Phase stark. Deshalb nehmen  $J_{PP}$  und  $J_{RMS}$  bei Abschätzung nach dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren große Werte an, wenn  $3\sigma$  eines additiven Gauß'schen Rauschens nahe bei 0,05 V ist.

Vergleicht man Figur 60 mit Figur 57, so erkennt man, daß die Frequenzteilung auf 1/4 bei diesem spezifischen Beispiel zu einem  $J_{pp}$  von 1/3,2 führt.

- 5 Faßt man die obigen Ergebnisse zusammen, so ist überprüft worden, daß mit dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren auch ein RMS-Jitter und ein Peak-to-Peak-Jitter eines frequenzgeteilten Taktes abgeschätzt werden kann. Der Schätzwert ist mit dem herkömmlichen Meßverfahren kompatibel. Wenn das Phasenrausch-Leistungsspektrum die Gestalt von 1/f-Rauschen annimmt, liefert das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren einen größeren Wert als das herkömmliche Meßverfahren.

- 10 Wie aus der obigen Diskussion deutlich wird, ist die Wirksamkeit des erfindungsgemäßen Verfahrens zum Messen eines Jitters (des  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens) durch eine Simulation überprüft worden. Zusätzlich wurde überprüft, daß der Nulldurchgang der ursprünglichen Wellenform aus dem Nulldurchgang der Grundwelle abgeschätzt werden kann. Dies hat eine wichtige Grundlage  
15 dafür geschaffen, daß mit dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren ein mit dem Nulldurchgangsverfahren kompatibler Peak-to-Peak-Jitter abgeschätzt werden kann. Wenn nämlich  $\Delta\phi(t)$  unter Verwendung des Spektrums eines ganzen Frequenzbereichs statt nur der Grundwelle abgeschätzt wird, wird eine in Figur 56(b) gezeigte Wellenform erhalten. Das heißt, eine Welligkeit bei höheren Frequenzen ist der Wellenform überlagert. Ferner kann, wie in Figur 57 gezeigt, die Kompatibilität mit dem  
20 Nulldurchgangsverfahren nicht realisiert werden. Außerdem ist überprüft worden, daß wenn das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren auf eine jitterbehaftete PLL-Schaltung angewendet wird, das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren für die Abschätzung des Phasenrauschens wirksam ist. Zusätzlich wurde deutlich, daß das herkömmliche Verfahren zum Messen eines Jitters mit dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren bezüglich eines Peak-to-Peak-Jitters und eines RMS-Jitters kompatibel ist. Außerdem wurde überprüft, daß ein Jitter  
25 eines frequenzgeteilten Taktes auch kompatibel abgeschätzt werden kann.

- Außerdem werden mit der vorliegenden Erfindung eine skalierbare Vorrichtung und ein skalierbares Verfahren zum Messen eines Jitters vorgeschlagen. Zum Beispiel wird, wie durch eine gestrichelte Linie in Figur 32 gezeigt, eine Frequenz einer Taktwellenform  $X_c(t)$  aus der in Prüfung  
30 befindlichen PLL-Schaltung 17 oder dergleichen durch den variablen Frequenzteiler 41 auf 1/N (N ist eine ganze Zahl) der Frequenz heruntergeteilt, d.h. die Taktperiode wird ver-N-facht. Wenn als Frequenzteiler 41 z.B. ein in Figur 70A gezeigtes T-(toggle)-Flipflop verwendet wird, das durch eine steigende Flanke getriggert wird, wird ein Eingabetakt T, wie in Figur 70B gezeigt, als ein Takt Q mit zweifacher Zeitperiode ausgegeben. Indem die Periode der Taktwellenform  $X_c(t)$  ver-  
35 N-facht wird (N ist eine ganze Zahl gleich oder größer als 2), kann auf diese Weise ein Analog-Digital-Wandler ADC benutzt werden, der bei einer relativ niedrigen Arbeitsfrequenz (Abtastfrequenz) arbeitet. Das heißt, auch wenn die Frequenz der Taktwellenform  $X_c(t)$  hoch ist, kann ihr Jitter durch Verringern der Frequenz der Taktwellenform  $X_c(t)$  auf 1/N gemessen werden, so daß der Analog-Digital-Wandler ADC benutzbar ist.

- 40 Wenn als Peak-to-Peak-Jitter und RMS-Jitter der Taktwellenform  $X_c(t)$  jeweils  $J_{pp1}$  bzw.  $J_{RMS1}$  angenommen werden und diese Jitter der Taktwellenform  $X_c(t)$  gemessen werden, deren Frequenz auf 1/N der Frequenz der Taktwellenform  $X_c(t)$  heruntergeteilt ist, sind diese Jitter gegeben durch die Gleichungen (4.1)

$$J_{PPN} = J_{PP1}/N, J_{RMSN} = J_{RMS1}/N$$

(4.1)

Dies wird überprüft durch ein in Figur 71 gezeigtes Meßsystem. Ein Taktsignal wird von einem  
 5 Haupttaktgenerator 43 in einer automatischen Prüfeinrichtung ATE 42 erzeugt. Dieses Taktsignal  
 wird durch einen externen Sinuswellenjitter in einem Jittergenerator 44 phasenmoduliert, so daß  
 ein Jitter zum Taktsignal hinzugefügt wird. Der Takt, zu dem ein Jitter hinzugefügt worden ist,  
 wird auf  $1/M$  durch einen variablen Frequenzteiler 50 heruntergeteilt. Die frequenzgeteilte  
 Ausgabe wird einem Digitaloszilloskop 45 als ein Prüfsignal zugeführt. Ein Taktsignal vom  
 10 Haupttaktgenerator 43 wird durch den Frequenzteiler 50 auf  $1/M$  frequenzgeteilt und dem  
 Digitaloszilloskop 45 als Triggersignal zugeführt. Ein Peak-to-Peak-Jitter  $J_{PP}$  und ein RMS-Jitter  
 $J_{RMS}$  werden mit dem Digitaloszilloskop 45 gemessen, und die Meßergebnisse sind in Figuren 72  
 bzw. 73 gezeigt. In Figuren 72 und 73 bezeichnet eine seitliche Achse die Zahl von Frequenztei-  
 15 lungen  $N$ , und eine Längsachse bezeichnet Werte des Jitters. Ein Symbol  $\Delta$  bezeichnet einen  
 Meßwert, und eine gestrichelte Linie bezeichnet eine  $1/N$ -Kurve. Für jeden Peak-to-Peak-Jitter  
 und RMS-Jitter sind die diversen Werten von  $N$  entsprechenden Jitter-Werte im wesentlichen  
 gleich den Werten der  $1/N$ -Kurve, wodurch gezeigt ist, daß die Gleichungen 4.1 erfüllt sind.

Wie in Figur 74 gezeigt, wird zum Taktsignal vom Haupttaktgenerator 43 im Jittergenerator 44  
 20 ein Jitter durch eine Sinuswelle  $f_{sin}$  oder ein bandbreitenbegrenztes Zufallsrauschen  $bw_{rand}$   
 hinzugefügt. Das Taktsignal mit hinzugefügtem Jitter wird durch den variablen Frequenzteiler 41  
 frequenzgeteilt. Dann wird eine Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  durch einen  $\Delta\phi$ -Bewerter 46 mit  
 Bezug auf das frequenzgeteilte Taktsignal erzeugt, und der Peak-to-Peak-Jitter und der RMS-Jitter  
 werden bewertet. Der  $\Delta\phi$ -Bewerter 46 umfaßt z.B. den Analog-Digital-Wandler ADC, das Mittel  
 25 11 zur Umformung des analytischen Signals, den Momentanphasen-Abschätzer 12, den Linear-  
 phasen-Entferner 13, den Peak-to-Peak-Detektor 14 und den RMS-Detektor 15, wie in Figur 32  
 gezeigt. Die Peak-to-Peak-Jitterwerte und die RMS-Jitterwerte, die in diesem Fall für unterschied-  
 liche Zahlen von Frequenzteilungen  $N$  erhalten werden, sind in Figuren 75 bzw. 76 gezeigt. In  
 diesen Figuren bezeichnet ein Symbol  $O$  einen mit vom  $\Delta\phi$ -Bewerter 46 erhaltenen Wert, und ein  
 30 Symbol  $\Delta$  bezeichnet einen nach dem Nulldurchgangsverfahren erhaltenen Wert. Eine gestrichelte  
 Linie in Figur 75 bezeichnet eine  $1/N$ -Kurve. Aus diesen Figuren 75 und 76 ist erkennbar, daß ein  
 Jitter durch Kombinieren des Frequenzteilers 41 und des  $\Delta\phi(t)$ -Verfahrens genau gemessen  
 werden kann.

In Figur 32 wird ein Taktsignal  $X_c(t)$  von der in Prüfung befindlichen PLL-Schaltung 17 durch den  
 35 Frequenzteiler 41 auf  $1/N$ -Frequenz heruntergeteilt. Dieses frequenzgeteilte Taktsignal wird in ein  
 Digitalsignal umgewandelt, und dieses Digitalsignal wird weiter durch den Hilbert-Paar-Generator  
 11 in ein komplexes analytisches Signal umgewandelt, um eine momentane Phase des analyti-  
 schen Signals zu erhalten. Eine lineare Komponente wird aus der momentanen Phase entfernt,  
 40 um eine Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  zu erhalten. Dann kann ein Peak-to-Peak-Jitter des  
 Taktsignals  $X_c(t)$  durch Erfassen eines Peak-to-Peak-Wertes von  $\Delta\phi(t)$  und dann durch Multiplizie-  
 ren, mit Hilfe des Multiplizierers 47, des Peak-to-Peak-Wertes von  $\Delta\phi(t)$  mit  $N$  erhalten werden.  
 Außerdem kann ein RMS-Jitter des Taktsignals  $X_c(t)$  durch Berechnen eines RMS-Wertes von

$\Delta\phi(t)$  und Multiplizieren des RMS-Wertes von  $\Delta\phi(t)$  mit N durch den Multiplizierer 48 erhalten werden.

In diesem Fall kann eine skalierbare Messung durchgeführt werden durch Auswählen der Zahl von Frequenzteilungen N des Frequenzteilers 41 entsprechend der Frequenz des Taktsignals  $X_c(t)$ , so daß der Analog-Digital-Wandler ADC betreibbar ist.

Außerdem wird in der in Figur 40a dargestellten Ausgestaltung ein Taktsignal von der in Prüfung befindlichen PLL-Schaltung 17, wie durch eine gestrichelte Linie dargestellt, durch den Frequenzteiler 41 auf 1/N-Frequenz heruntergeteilt. Das analytische Signal kann erhalten werden durch Multiplizieren der frequenzgeteilten Ausgabe mit einem Sinuswellensignal im Mischer und durch Multiplizieren der frequenzgeteilten Ausgabe mit einem Cosinuswellensignal im Mischer. Ähnlich wird bei der in Figur 40b gezeigten Ausgestaltung ein Taktsignal von der in Prüfung befindlichen PLL-Schaltung 17 durch den Frequenzteiler 41 auf 1/N-Frequenz heruntergeteilt. Das analytische Signal kann auch erhalten werden durch Multiplizieren der frequenzgeteilten Ausgabe mit einem Cosinuswellensignal im Mischer und Zuführen der Mischerausgabe zum Tiefpaßfilter.

Als nächstes wird in der vorliegenden Erfindung eine Ausgestaltung erläutert, bei der der AD-Wandler durch einen Komparator ersetzt ist. Wie z.B. mit gestrichelten Linien in Figuren 32 und 68 dargestellt, wird anstelle des Analog-Digital-Wandlers ADC ein Komparator 51 benutzt. Impulse mit einer konstanten Periode werden an den Komparator 51 angelegt, und eine eingegebene Taktwellenform  $X_c(t)$  wird z.B. an einer steigenden Flanke des Pulses mit einer analogen Referenzgröße  $V_R$  verglichen. Wenn der Pegel der Taktwellenform  $X_c(t)$  z.B. größer als der der analogen Referenzgröße  $V_R$  ist, wird ein vorgegebener hoher Pegel ausgegeben, und wenn der Pegel der Taktwellenform  $X_c(t)$  kleiner als der der analogen Referenzgröße  $V_R$  ist, wird ein vorgegebener niedriger Pegel ausgegeben.

Ferner gibt es den Fall, daß eine eingegebene Taktwellenform  $X_c(t)$  verzerrt ist und die Amplitude einer harmonischen Komponenten der Taktwellenform  $X_c(t)$  größer als die einer Grundwellenkomponente ist. Unter einem solchen Gesichtspunkt ist es besser, daß ein Tiefpaßfilter (oder ein Bandpaßfilter) zum Extrahieren einer Grundwellenkomponente der Taktwellenform  $X_c(t)$  an der Eingabeseite des Komparators 51 vorgesehen ist. Ein Ausgabesignal des Komparators 51 wird in das Mittel 11 zur Umformung des analytischen Signals eingegeben und wird ähnlich dem Ausgabesignal des Analog-Digital-Wandlers ADC verarbeitet, um einen Jitter der eingegebenen Taktwellenform  $X_c(t)$  zu erhalten.

Jitter einer Ausgabe des VCO (spannungsgesteuerter Oszillator), die einer Sinuswelle ähnlich ist, werden in dem Fall erhalten, daß der Analog-Digital-Wandler ADC in der in Figur 32 gezeigten Meßvorrichtung benutzt wird, sowie in dem Fall, daß der Komparator der in Figur 32 gezeigten Meßvorrichtung benutzt wird. Das Meßergebnis des Peak-to-Peak-Jitters ist in Figur 77 gezeigt, und das Meßergebnis des RMS-Jitters ist in Figur 78 gezeigt. In diesen Figuren zeigt ein schwarzer Kreis den Fall des Analog-Digital-Wandlers ADC an, ein weißer Kreis zeigt den Fall des Komparators 51 und eine seitliche Achse bezeichnet die Bitanzahl des Analog-Digital-Wandlers ADC.

In Figur 77, wo der Analog-Digital-Wandler ADC benutzt wurde, betrug ein Peak-to-Peak-Jitter im Fall des Zwei-Bit-ADC 0,9454, und ein Peak-to-Peak-Jitter im Falle eines Acht-Bit-ADC betrug 0,9459. Im Fall des Komparators 51 betrug ein Peak-to-Peak-Jitter 0,9532. Selbst wenn der Komparator 51 verwendet wird, stimmt das Meßergebnis mit einer Genauigkeit von zwei Stellen mit dem des Falles überein, wo der Analog-Digital-Wandler ADC benutzt wird. Als Ergebnis versteht sich, daß die Jittermessung mit diesem Genauigkeitsniveau auch unter Verwendung des Komparators 51 möglich ist. Wie man anhand von Figur 78 versteht, kann auch wenn der Komparator 51 benutzt wird, ein RMS-Jitter erhalten werden, der mit einer Genauigkeit von zwei Stellen mit dem des Falles übereinstimmt, wo der Analog-Digital-Wandler ADC benutzt wird.

Figuren 79 und 80 zeigen jeweils ein Meßergebnis eines Peak-to-Peak-Jitters und ein Meßergebnis eines ähnlich gemessenen RMS-Jitters, wenn das Ausgangssignal der PLL-Schaltung 17, das einer Rechteckwellenform nahe ist, als analoge Taktwellenform  $X_c(t)$  benutzt wird und dieses Signal vom Frequenzteiler 41 heruntergeteilt wird. Ein Peak-to-Peak-Jitter beträgt 0,3429 in dem Fall, wo der Komparator 51 verwendet wird. Ein Peak-to-Peak-Jitter in dem Fall, wo der Analog-Digital-Wandler ADC verwendet wird und der ADC eine Zwei-Bit-Ausgabe hat, beträgt 0,342. Wenn der Analog-Digital-Wandler ADC benutzt wird und der ADC eine Acht-Bit-Ausgabe hat, beträgt der Peak-to-Peak-Jitter 0,3474. Daraus kann man folgern, daß auch wenn der Komparator 51 benutzt wird, ein Peak-to-Peak-Jitter mit der Genauigkeit von zwei Stellen gemessen werden kann. In ähnlicher Weise beträgt ein RMS-Jitter 0,0500 in dem Fall, wo der Komparator 51 benutzt wird. Der RMS-Jitter beträgt 0,0505 in dem Fall, wo der Analog-Digital-Wandler ADC benutzt wird und der ADC eine Zwei-Bit-Ausgabe hat. Des weiteren beträgt der RMS-Jitter 0,0510 in dem Fall, wo der Analog-Digital-Wandler ADC benutzt wird und der ADC eine Acht-Bit-Ausgabe hat. Daran ist zu sehen, daß selbst wenn der Komparator 51 benutzt wird, ein RMS-Jitter mit einer Genauigkeit von zwei Stellen gemessen werden kann.

Wenn der Komparator 51 benutzt wird, kann eine analoge Taktwellenform  $X_c(t)$  auch durch den Frequenzteiler 41 heruntergeteilt werden, um dem Komparator 51 zugeführt zu werden. Wie durch gestrichelte Linien in Figur 40(a) dargestellt, kann ein Komparator 51c nach dem Multiplizieren einer Taktwellenform  $X_c(t)$  mit einer Cosinuswelle im Mischer und anschließend dem Durchführen durch ein Tiefpaßfilter anstelle des Wandlers ADC benutzt werden, um die Tiefpaßfilterausgabe dieses Signals in ein digitales Signal umzuwandeln, und ein Komparator 51s kann nach dem Multiplizieren einer Taktwellenform  $X_c(t)$  mit einer Sinuswelle im Mischer und Durchführen durch ein Tiefpaßfilter anstelle des Wandlers ADC benutzt werden, um die Tiefpaßfilterausgabe dieses Signals in ein digitales Signal umzuwandeln. Dieser Verarbeitungsfall kann auf beide Fälle angewendet werden, sowohl wo der Frequenzteiler 41 benutzt wird als auch wo der Frequenzteiler nicht benutzt wird. Wie in Figur 40(b) mit gestrichelten Linien dargestellt ist, kann ein Komparator 51 anstelle des Wandlers ADC zum Umwandeln einer frequenzkonvertierten Ausgabe einer Taktwellenform  $X_c(t)$ , die durch einen Mischer und ein Tiefpaßfilter in ein Niederfrequenz-Bandsignal umgewandelt wird, in ein digitales Signal benutzt werden. Dieser Verarbeitungsfall kann auf beide Fälle angewendet werden, sowohl wo der Frequenzteiler 41 benutzt wird, als auch wo der Frequenzteiler 41 nicht benutzt wird. Um ein Eingabesignal der in Figur 67 und 69 gezeigten Mittel 11 zur Umformung des analytischen Signals zu erzeugen, kann,

wie durch gestrichelte Linien in diesen Figuren dargestellt, ein Komparator 51 anstelle des Analog-Digital-Wandlers ADC benutzt werden, um eine Ausgabe des Komparators 51 an die Mittel 11 zur Umformung des analytischen Signals zu liefern. In diesen Fällen kann die Taktwellenform  $X_c(t)$  auch durch den Frequenzteiler 41 für die Zuführung zum Komparator 51 frequenzgeteilt werden.

Wie oben beschrieben, umfaßt das Verfahren zum Messen eines Jitters eines Taktes gemäß der vorliegenden Erfindung folgende Signalverarbeitungsschritte: Umformen einer Taktwellenform  $X_c(t)$  in ein komplexes analytisches Signal unter Verwendung der analytischen Umformungsmittel 11 und Abschätzen eines variablen Terms  $\Delta\phi(t)$  einer momentanen Phase. Dieses Verfahren hat folgende Merkmale.

- (i) Das  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren erfordert kein Trigger-Signal.
- (ii) Ein Peak-to-Peak-Jitter und ein RMS-Jitter können gleichzeitig aus dem  $\Delta\phi(t)$  abgeschätzt werden.
- (iii) Ein mit dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren abgeschätzter Peak-to-Peak-Jitterwert ist mit einem Schätzwert des herkömmlichen Nulldurchgangsverfahrens kompatibel.
- (iv) Ein mit dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren abgeschätzter RMS-Jitterwert ist mit einem mit dem herkömmlichen Nulldurchgangsverfahren abgeschätzten Wert kompatibel.
- (v) Bei der Messung eines Jitters mit einem herkömmlichen Spektrumanalysator ist es notwendig, Frequenzen abzufahren und die Frequenzen langsam abzufahren, um die Auflösung zu erhöhen. Deshalb erfordert die Messung ca. 5 bis 10 Minuten. Gemäß der vorliegenden Erfindung ist jedoch selbst dann, wenn die Messung 1000 Perioden bei einer Frequenz von beispielsweise 10 MHz des Taktsignals  $X_c(t)$  erfordert, die Meßzeitperiode nicht länger als 100 ms, und die Messung kann innerhalb der für eine VLSI-Prüfung vorgesehenen Zeit vollendet werden.
- (vi) Wenn die Frequenz des Taktsignals  $X_c(t)$  hoch ist, kann ein Jitter durch Frequenzteilen des Taktsignals  $X_c(t)$  durch N und durch Zuführen des frequenzgeteilten Taktsignals zu einem  $\Delta\phi$ -Bewerter gemessen werden. Insbesondere wenn die Frequenz des Taktsignals  $X_c(t)$  von Fall zu Fall unterschiedlich ist, kann durch Ändern der Zahl von Frequenzteilungen eine skalerbare Messung durchgeführt werden.
- (vii) Bei dem in Figur 70 gezeigten Beispiel werden Anstieg und Abfall des frequenzgeteilten Signals Q nur durch die steigende Flanke des Taktsignals T bestimmt. Deshalb kann im Falle der Verwendung des Frequenzteilers 41 ein Jitter nur der steigenden Flanke oder der fallenden Flanke des Taktsignals  $X_c(t)$  gemessen werden, indem die Zahl der Frequenzteilungen zu 2W definiert wird (W ist eine ganze Zahl gleich oder größer als 1).
- (viii) Wenn der Komparator 51 verwendet wird, kann, da ein Hochgeschwindigkeitskomparator leichter zu realisieren ist als ein Hochgeschwindigkeitskomparator ADC und außerdem ein Hochgeschwindigkeitskomparator in einer generischen automatischen Prüfeinrichtung (ATE)

vorhanden ist, auch bei einem Hochgeschwindigkeitstaktsignal  $X_c(t)$  das Taktsignal  $X_c(t)$  dem in der ATE vorhandenen Komparator zugeführt werden, und die Ausgabe des Komparators kann dem Mittel 11 zur Umformung des analytischen Signals zugeführt werden.

- 5 Wie zuvor mit Bezug auf Figur 81a erläutert, ist das herkömmliche Nulldurchgangsverfahren oder das herkömmliche Zeitintervallverfahren ein Verfahren, bei dem eine relative Fluktuation zwischen Nulldurchgängen erfaßt wird. Ein Peak-to-Peak-Jitter  $J_{pp}$ , der mit einem nach dem herkömmlichen Nulldurchgangsverfahren erhaltenen Peak-to-Peak-Jitter  $J_{pp}$  kompatibel ist, kann mit dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren erhalten werden. Wie in Figur 82 gezeigt, wird beispielsweise eine durch das Phasenrausch-Erfassungsmittel 61, das das Mittel 11 zum Umformen des analytischen Signals, den Momentanphasen-Abschätzer 12 und den Linearphasen-Entferner 13 umfaßt, erfaßte Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  in einen Nulldurchgangsabtaster 62 eingegeben, wodurch die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  an einem einem Nulldurchgangspunkt des Realteils  $X_c(t)$  des analytischen Signals  $Z_c(t)$  nächstgelegenen Zeitpunkt abgetastet wird. Das heißt, eine Wellenform des Realteils  $X_c(t)$  des analytischen Signals ist in Figur 83a gezeigt, und Abtastpunkte (arithmetische Verarbeitungzeitpunkte), die einem Nulldurchgangspunkt der steigenden (oder fallenden) Wellenform am nächsten liegen, werden von einem Nulldurchgangspunkt-Erfassungsteil 63 erfaßt. Figur 83a zeigt durch Kreismarkierungen die Punkte, die einem erfaßten Nulldurchgangspunkt am nächsten liegen. Diese Punkte werden angenäherte Nulldurchgangspunkte genannt. Eine Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  an jedem der angenäherten Nulldurchgangspunkte werden, wie durch Kreismarkierungen in Figur 83b gezeigt, vom Nulldurchgangsabtaster 62 aufgenommen. Jeder der aufgenommenen Werte ist ein Betrag einer Abweichung von einem idealen Zeitpunkt (Nulldurchgangspunkt) des Realteils  $X_c(t)$  des jitterfreien analytischen Signals. Durch Bestimmen einer Differenz zwischen jedem Abtastwert und einem unmittelbar zuvor abgetasteten Wert von  $\Delta\phi(t)$  kann eine Fluktuation zwischen Nulldurchgängen, d.h. ein Peak-to-Peak-Jitter  $J_{pp}$ , erhalten werden. Ein  $J_{pp} = \Delta\phi_{n+1} - \Delta\phi_n$  kann aus dem n-ten Abtastwert  $\Delta\phi_n$  und dem n+1-ten Abtastwert  $\Delta\phi_{n+1}$  des in Figur 83b gezeigten  $\Delta\phi(t)$  erhalten werden.

- Wie in Figur 82 gezeigt, kann eine Differenz zwischen einem Abtastwert und einem unmittelbar zuvor durch den Nulldurchgangsabtaster 62 abgetasteten Wert durch eine Differenzschaltung 64 sequentiell erhalten werden, um einen Peak-to-Peak-Jitter  $J_{pp}$  zu bestimmen. Bezogen auf die erhaltene Folge von Peak-to-Peak-Jittern  $J_{pp}$  wird eine Differenz zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert durch den Peak-to-Peak-Detektor 14 erfaßt, und ein RMS-Wert wird durch den RMS-Detektor 15 berechnet. Eine differentielle Wellenform der abgetasteten Phasenrausch-Wellenform vom Nulldurchgangsabtaster 64 wird von der differentiellen Schaltung 64 berechnet, und die differentielle Phasenrausch-Wellenform wird den Detektoren 14 und 15 zugeführt.

- Ein Verfahren zum Erfassen eines angenäherten Nulldurchgangspunktes im Nulldurchgangspunkt-Erfassungsteil 63 wird beschrieben. Unter der Annahme, daß der Maximalwert einer Wellenform eines eingegebenen Realteils  $X_c(t)$  einem 100%-Pegel entspricht und der Minimalwert einem 0%-Pegel entspricht, wird ein 50%-Pegel  $V(50\%)$  einer Differenz zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert als Nulldurchgangspegel berechnet. Eine Differenz zwischen einem Abtastwert und dem 50%-Pegel  $V(50\%)$  und eine Differenz zwischen seinem benachbarten Abtastwert und dem 50%-Pegel  $V(50\%)$ , d.h.  $(X_c(j-1) - V(50\%))$  und  $(X_c(j) - V(50\%))$ , werden berechnet, und

außerdem wird ein Produkt dieser Werte  $(X_c(j-1) - V(50\%)) \times (X_c(j) - V(50\%))$  berechnet. Wenn  $X_c(t)$  den 50%-Pegel, d.h. den Nullpegel kreuzt, ändert sich der Abtastwert  $X_c(j-1)$  oder  $X_c(j)$  von einem negativen Wert auf einen positiven Wert oder von einem positiven Wert auf einen negativen Wert. Wenn also das Produkt negativ ist, wird erfaßt, daß  $X_c(t)$  den Nullpegel gekreuzt hat, und ein Zeitpunkt  $j-1$  oder  $j$ , an dem an kleinerer Absolutwert des Abtastwertes  $X_c(j-1)$  oder  $X_c(j)$  erfaßt wird, wird als angenäherter Nulldurchgangspunkt erhalten.

Ein Jitter wurde mit dem in Figur 84 gezeigten herkömmlichen Zeitintervallanalysator gemessen, und entsprechend wurde ein Jitter, wie in Figur 85 gezeigt, mit der in Figur 82 gezeigten Vorrichtung gemessen. In Figur 84 wurde ein Sinuswellensignal von einer Signalquelle 65 frequenzgeteilt und durch einen Frequenzteiler 66 in ein Taktsignal mit einer Frequenz von 1/20 des Sinuswellensignals umgewandelt. Dieses Taktsignal wurde mit einem externen Sinuswellensignal durch einen Jittergenerator 44 phasenmoduliert, so daß ein Jitter zum Taktsignal hinzugefügt wurde. Der Jitter des Taktsignals mit hinzugefügtem Jitter wurde durch den Zeitintervallanalysator 67 gemessen. In Figur 85 wurde ein Taktsignal mit hinzugefügtem Jitter entsprechend dem in Figur 84 gezeigten Prozeß erzeugt. Dieses Taktsignal wurde von einem AD-Wandler 68 in ein digitales Signal umgewandelt, und der Jitter wurde von einer in Figur 82 gezeigten Jittermeßvorrichtung 69 gemessen. Die experimentellen Bedingungen dieser Messung waren die gleichen wie bei dem in Figur 84 gezeigten Meßprozeß.

Die experimentellen Ergebnisse sind in Figuren 86 und 87 gezeigt. In diesen Figuren stellt eine seitliche Achse Phasenmodulationsindizes  $J_0$  im Jittergenerator 44 dar. Figur 86 zeigt gemessene Peak-to-Peak-Werte (Differenz zwischen Maximalwert und Minimalwert). In Figur 86 bezeichnet ein Rautenzeichen einen vom Zeitintervallanalysator 67 gemessenen Wert, ein Kreisseichen bezeichnet einen von der Vorrichtung 69 zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi$ -Verfahren gemessenen Wert. Man erkennt, daß der von der Vorrichtung 69 zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi$ -Verfahren gemessene Wert nahezu gleich dem vom Zeitintervallanalysator 67 gemessenen Wert ist. Figur 87 zeigt RMS-Werte von gemessenen Jittern. In Figur 87 bezeichnet ein Rautenzeichen einen vom Zeitintervallanalysator 67 gemessenen Wert, und ein Kreisseichen bezeichnet einen von der Vorrichtung 69 zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi$ -Verfahren gemessenen Wert. In diesem Fall kann man sagen, daß der von der Vorrichtung 69 zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi$ -Verfahren gemessene Wert ziemlich gleich dem Meßwert des Zeitintervallanalysators 67 ist. Die Vorrichtung nach der vorliegenden Erfindung kann also den gleichen Wert liefern, der auch durch das herkömmliche Verfahren (Nulldurchgangsverfahren) erhalten wird, und somit kann die gleiche Bewertung wie mit den nach dem herkömmlichen Verfahren gemessenen Werten erfolgen. Mit andern Worten kann das erfindungsgemäße Verfahren Meßwerte liefern, die mit den nach dem herkömmlichen Verfahren erhaltenen kompatibel sind.

Außerdem betrug die Zahl der Nulldurchgangs-Abtastwerte, die nötig waren, um ein solches Ergebnis zu erhalten, 5000 für den Fall des Peak-to-Peak-Jitters sowie des RMS-Jitters bei der Messung mit dem Zeitintervallanalysator 67, wohingegen die Zahl der Nulldurchgangs-Abtastwerte bei der vorliegenden Erfindung 3179 für den Fall des Peak-to-Peak-Jitters und den des RMS-Jitters bei der Messung mit der Vorrichtung 69 zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi$ -



Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung betrug. Die Vorrichtung 69 zum Messen eines Jitters nach dem erfindungsgemäßen  $\Delta\phi$ -Verfahren erfordert eine kleinere Zahl von Abtastwerten als der Zeitintervallanalysator, so daß die erfindungsgemäße Meßvorrichtung 69 auf diesem Niveau schnell eine Messung durchführen kann.

Wie oben mit Bezug auf Figur 83b erläutert, ist jeder der an angenäherten Nulldurchgangspunkten einer Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  aufgenommene Abtastwert ein Betrag einer Abweichung von einem Idealzeitpunkt. Diese Abtastwerte sind also gleich dem mit dem herkömmlichen Phasenerfassungsverfahren gemessenen RMS-Jitter  $J_{RMS}$ , weswegen die Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi$ -Verfahren auch mit dem herkömmlichen Phasenerfassungs-Verfahren kompatibel ist. Unter diesem Gesichtspunkt wird, wie in Figur 88 gezeigt, ein Abtastwert, der einem Nulldurchgangspunkt entspricht, vom Nulldurchgangsabtaster 63 aus einer Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  aufgenommen, die von dem Phasenrausch-Erfassungsmittel 61 zugeführt wird, um den Abtastwert den Detektoren 14 und 15 als eine Abtast-Phasenrausch-Wellenform zuzuführen. Wie oben mit Bezug auf die in Figur 32 gezeigte Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren gezeigt, kann ein RMS-Jitter  $J_{RMS}$  mit dem Nulldurchgangsabtaster 62 gemessen werden. Deshalb kann, wie in Figur 88 gezeigt, die Vorrichtung zum Messen eines Jitters so aufgebaut sein, daß die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  durch einen Schalter 71 umgeschaltet werden kann und die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  den Detektoren 14 und 15 über den Nulldurchgangsabtaster 62 oder direkt zugeführt werden kann. Ferner zeigen Figuren 89 und 90 vom Peak-to-Peak-Detektor 14 erfaßte Werte bzw. vom RMS-Detektor 15 berechnete Ergebnisse, wenn jede der Jittermessungen durchgeführt wird, unter gleichen Bedingungen, in dem Fall, daß der Nulldurchgangsabtaster 62 benutzt wird, und in dem Fall, daß der Nulldurchgangsabtaster 62 nicht benutzt wird. In diesen Figuren stellt die seitliche Achse Phasenmodulationsindizes  $J_0$  im Jittergenerator 44 dar. Ein Zeichen  $\nabla$  bezeichnet einen mit dem Nulldurchgangsabtaster 62 gemessenen Wert und ein Zeichen  $\nabla$  bezeichnet einen ohne Benutzung des Nulldurchgangsabtasters 62 gemessenen Wert. Figur 89 zeigt die mit dem Peak-to-Peak-Detektor 14 erfaßten Werte und Figur 90 zeigt die mit dem RMS-Detektor 15 berechneten Werte. Es versteht sich, daß ähnliche Ergebnisse unter Verwendung des Nulldurchgangsabtasters 62 oder ohne Verwendung des Nulldurchgangsabtasters 62 erhalten werden können.

Als nächstes wird eine Vorrichtungskonfiguration zum Messen eines Zyklus-zu-Zyklus-Jitters  $J_{CC}$  mit dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren mit Bezug auf Figur 91 beschrieben. Ein Zyklus-zu-Zyklus-Jitter  $J_{CC}$  ist eine Jitterfluktuation zwischen benachbarten Taktzyklen, d.h. eine Fluktuation der N-ten Zeitperiode gegen die (N-1)te Zeitperiode. Deshalb kann ein Zyklus-zu-Zyklus-Jitter  $J_{CC}$  erhalten werden, indem durch eine Differenzschaltung 72 ein Peak-to-Peak-Jitter  $J_{PP(N)}$  der N-ten Zeitperiode, der anschließend an einen Peak-to-Peak-Jitter  $J_{PP(N-1)}$  der (N-1)ten Zeitperiode aus der differentiellen Schaltung 64 in Figur 91 erhalten wird (relative Fluktuation zwischen Nulldurchgängen), von letzterem subtrahiert wird, um aufeinanderfolgend die subtrahierten Werte  $J_{PP(N)} - J_{PP(N-1)}$  zu erhalten. Das heißt, die Differenzschaltung 72 berechnet eine differentielle Wellenform für die Ausgaben der Differenzschaltung 64, um das berechnete Ergebnis den Detektoren 14 und 15 als eine zweite Differenz-Phasenrausch-Wellenform zuzuführen. Ein Beispiel des Meßergebnisses von  $J_{CC}$  ist in Figur 92 gezeigt. Die Differenzschaltung 72 kann an die Ausgabeseite der

Differenzschaltung 64 der in Figur 82 gezeigten Vorrichtung angeschlossen sein, so daß ein Zyklus-zu-Zyklus-Jitter gemessen werden kann.

Das herkömmliche Verfahren zum Messen eines Jitters basiert auf einer Histogramm-Messung, aber auch bei dem erfindungsgemäßen  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren kann ein Histogramm von gemessenen Jittern erzeugt werden. Ein Histogramm von mit dem herkömmlichen Zeitintervall-Analysator gemessenen Sinuswellenjittern ist in Figur 93 gezeigt. Die seitliche Achse zeigt den Betrag  $J_{pp}$ . Figur 94 zeigt ein Ergebnis eines mit einem Histogrammgenerator 73 erhaltenen Jitter-Histogramm, wenn der gleiche Sinuswellenjitter mit der in Figur 82 gezeigten Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren gemessen wird. Man erkennt, daß jede der Figuren eine Histogrammgestalt von Sinuswellenjittern zeigt.

Außerdem zeigt Figur 95 ein Beispiel eines Histogramms, wenn ein Histogramm einer mit dem in Figur 32 gezeigten Phasenrausch-Erfassungsmittel 61 erhaltenen Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  mit dem Histogrammgenerator 73 erzeugt wird. Des weiteren zeigt Figur 96 ein Beispiel eines Histogramm, wenn Zyklus-zu-Zyklus-Jitter  $J_{cc}$  mit der Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren gemessen werden, und ein Histogramm des  $J_{cc}$  mit dem Histogrammgenerator 73 erzeugt wird. Auf diese Weise können diverse Jitter mit der Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung gemessen werden, und Histogramme dieser Jitter können auch erzeugt werden. Mit der Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren kann eine Jitterbewertung basierend auf einem mit der herkömmlichen Vorrichtung zum Messen eines Jitters erhaltenen Jitterhistogramm in entsprechender Weise durchgeführt werden. Die vorliegende Erfindung ist nicht nur brauchbar zum Messen eines Sinuswellenjitters, sondern auch für die Messung eines zufälligen Jitters. Dies wird überprüft durch die Darstellung eines Histogramms von gemessenen Jittern. Figur 97 zeigt ein Ergebnis einer Histogramm-Messung, wenn ein Histogramm von zufälligen Jittern eines Taktsignals eines Mikrocomputers mit dem herkömmlichen Zeitintervallanalysator gemessen wird. Figur 98 zeigt ein Ergebnis einer Histogramm-Messung, wenn zufällige Jitter des gleichen Taktsignals mit der in Figur 82 gezeigten Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach dem  $\Delta\phi(t)$ -Verfahren gemessen werden und ein Histogramm daraus erzeugt wird. Man erkennt, daß beide Figuren ein Histogramm von zufälligen Signalen zeigen.

Wenn eine Hüllkurve eines Eingabesignals verändert wird und das Eingabesignal amplitudenmoduliert (AM) ist, kann ein durch die Amplitudenmodulation erzeugtes Seitenband nicht von einem Seitenband unterschieden werden, das durch eine durch einen Jitter verursachte Phasenmodulation erzeugt ist, so daß es vorkommen kann, daß ein Meßergebnis eines Jitters größer wird als der tatsächliche Wert. Unter diesem Gesichtspunkt ist in Figur 82 ein Fall gezeigt, wo an der Eingabeseite des Phasenrausch-Erfassungsmittels 61 ein Beschneider 74 eingefügt ist, um eine AM-(amplitudenmodulierte) Komponente zu entfernen, so daß eine PM-(phasenmodulierte) Komponente als Eingabe für das Phasenrausch-Erfassungsmittel 61 bestehen bleiben kann. Im Beschneider 74 wird im Falle sowohl eines analogen Signals als auch eines digitalen Signals ein Wert (Betrag) eines Eingabesignals auf einen um eine konstante Zahl vervielfachten Wert verstärkt. An dem verstärkten Eingabesignal wird ein Prozeß durchgeführt, bei dem ein Signalwert, der größer als ein vorgegebener erster Schwellwert  $V_1$  ist, durch den ersten Schwellwert

$V_{th1}$  ersetzt wird, und ein Signalwert, der kleiner als ein vorgegebener zweiter Schwellwert  $V_{th2} (< V_{th1})$  ist, durch den zweiten Schwellwert  $V_{th2}$  ersetzt wird. Auf diese Weise wird das Eingangssignal in ein Eingangssignal mit konstanter Amplitude umgewandelt, das eine Umhüllende ohne Fluktuation in einer zeitlichen Wellenform hat, so daß ein Jitter genau gemessen werden kann.

Bei der in Figur 82 gezeigten Ausgestaltung ist ein Fall gezeigt, wo in der Differenzschaltung 84 ein Intervall (Zeitintervall)  $T_m$  zwischen zwei Abtastwerten zum Bestimmen einer Differenz davon und ein Bewegungsschritt  $T_s$  zum Bestimmen von zwei Zeitpositionen (Berechnungszeitpunkten) zum Aufnehmen einer nächsten Differenz darin eingegeben werden und diverse Differenzen anhand dieser Werte  $T_m$  und  $T_s$  aufgenommen werden können. Figur 99a zeigt eine Wellenform eines Realteils  $X_c(t)$  eines analytischen Signals  $Z_c(t)$  und Abtastwerte von dessen angenäherten Nulldurchgangspunkten (Kreiszeichen). Figur 99b zeigt die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  und zeigt Abtastwerte ihrer angenäherten Nulldurchgangspunkte durch Kreiszeichen. Bei diesem Beispiel hat die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  eine Sinuswellengestalt. Das heißt, Figur 99b zeigt den Fall eines Sinuswellenjitters, wo die Abweichung vom idealen Zeitpunkt sich sinuswellenförmig ändert. In dieser Figur gibt es 34 Nulldurchgangs-Abtastwerte von  $\Delta\phi(t)$  in einer Periode des Sinuswellenjitters. Figur 99 zeigt einen Fall, wo der Bewegungsschritt  $T_s$  eine Länge von 17 Abtastpunkten hat und das Differenzintervall  $T_m$  eine Länge von 17 Abtastpunkten hat. In diesem Fall wird ein Differenzwert  $\Delta\phi(j+T_m)-\Delta\phi(j)$  aus einem Nulldurchgangs-Abtastwert  $\Delta\phi(j)$  an einem Berechnungszeitpunkt  $j$  und einem Nulldurchgangs-Abtastwert  $\Delta\phi(j+T_m)$  an einem Berechnungszeitpunkt  $j+T_m$  berechnet. Anschließend wird ein Differenzwert  $\Delta\phi(j+2T_m)-\Delta\phi(j+T_m)$  berechnet, der eine Differenz zwischen einem Nulldurchgangs-Abtastwert  $\Delta\phi(j+T_m)$  an einem Berechnungszeitpunkt  $j+T_m$  und einem Nulldurchgangs-Abtastwert  $\Delta\phi(j+2T_m)$  an einem Berechnungszeitpunkt  $j+2T_m$  ist, d.h. an einem Zeitpunkt, der um  $T_m$  später liegt als der vorherige Berechnungspunkt. Beim herkömmlichen Zeitintervall-Analysator oder dergleichen wird, wie in diesem Beispiel gezeigt, ein Zeitpunkt nach einer Differenzzeit  $T_m$  von einem Berechnungszeitpunkt der nächste Berechnungszeitpunkt. Ein Bewegungsschritt  $T_s$  kann nicht kleiner gemacht werden als das Differenzintervall  $T_m$ .

Bei der vorliegenden Erfindung kann ein Bewegungsschritt  $T_s$  kleiner als ein Differenzintervall  $T_m$  gemacht werden, d.h.,  $T_s < T_m$ . Das heißt, wie in Figur 100 gezeigt, wenn bei einer Null-Abtastzeitfolge aus Figur 100a der Betrieb am Zeitpunkt  $j$  begonnen wird, werden zu Zeitpunkten nach jedem Bewegungsschritt  $T_s$  ab dem Zeitpunkt  $j$ , also an Zeitpunkten  $j, j+T_s, j+2T_s, \dots$  Abtastwerte von  $\Delta\phi(t)$ , d.h.  $\Delta\phi(j), \Delta\phi(j+T_s), \Delta\phi(j+2T_s), \dots$  aufgenommen, wie in Figur 100b gezeigt, und diese Abtastwerte werden in einem Pufferspeicher als eine erste Abtastfolge gespeichert. Zusätzlich werden an um das Differenzintervall  $T_m$  gegen die Zeitpunkte  $j, j+T_s, j+2T_s, \dots$  verzögerten Zeitpunkten, d.h. an Zeitpunkten  $j+T_m, j+T_s+T_m, j+2T_s+T_m$  Abtastwerte von  $\Delta\phi(t)$ , d.h.  $\Delta\phi(j+T_m), \Delta\phi(j+T_s+T_m), \Delta\phi(j+2T_s+T_m)$  aufgenommen, wie jeweils in Figur 100c gezeigt, und diese Abtastwerte werden im Pufferspeicher als eine zweite Abtastfolge gespeichert. Bezogen auf Abtastwerte mit der gleichen Folgennummer in der ersten Abtastfolge und der zweiten Abtastfolge wird ein Abtastwert in der ersten Abtastfolge vom entsprechenden Abtastwert in der zweiten Abtastfolge subtrahiert, um Differenz-Ausgaben unter der Bedingung  $T_s < T_m$  zu erhalten.

In Figur 101 sind die Wellenform des Realteils  $X_c(t)$  des analytischen Signals, die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  und die Nulldurchgangspunkte die gleichen wie in Figur 99. Figur 101 zeigt einen Fall, wo ein Berechnungsbewegungsschritt  $T_s$  die Länge eines Nulldurchgangspunktes hat und das Differenzintervall  $T_{in}$  die Länge von 17 Nulldurchgangspunkten hat. Wie in Figur 101c gezeigt, wird in diesem Fall an jedem Nulldurchgangspunkt eine Differenz von  $\Delta\phi(t)$ , z.B.  $J_p(j) = \Delta\phi(j + T_{in}) - \Delta\phi(j)$  im Differenzintervall  $T_{in}$  (17 Nulldurchgangspunkte) erhalten.

Um eine Fluktuation von  $\Delta\phi(t)$  deutlich zu erhalten, muß  $T_{in}$  etwas größer gemacht werden. Bei dem in Figur 99 gezeigten herkömmlichen System ist jedoch  $T_s \geq T_{in}$ , so daß auch  $T_s$  groß wird. Deshalb ist die Zahl von im gleichen Zeitraum (Datenvolumen) gewinnbaren Differenzwerten klein, und deshalb ist die Auflösung schlecht und die Spitzenwerte und Mittelwerte sind keine genauen Werte.

Deshalb verhält sich ein aus den in Figur 99 dargestellten Differenzen erhaltener Peak-to-Peak-Jitter  $J_{pp}(t)$  wegen der verringerten Zahl erhaltener Differenzwerte wie in Figur 102a gezeigt, und der Spitzenwert ist 1883 ps, und der RMS-Wert ist 638 ps. Ein aus den in Figur 101 dargestellten Differenzen unter den gleichen Bedingungen erhaltener Peak-Jitter  $J_{pp}(t)$  verhält sich aufgrund der erhöhten Zahl von Differenzwerten und der kurzen Intervalle wie in Figur 102b gezeigt, und der Peak-to-Peak-Wert ist 1940 ps und der RMS-Wert ist 650 ps. Im Fall von Figur 101 können eine hohe Auflösung und ein genauer Jitter im Vergleich zum in Figur 99 gezeigten herkömmlichen Fall erhalten werden.

Mit Bezug auf einen herkömmlichen AD-Wandler, wie in Figur 103a gezeigt, wird ein Eingangssignal in einen AD-Wandler 77 eingegeben, nachdem Frequenzkomponenten von mehr als der Hälfte der Abtastfrequenz des AD-Wandlers 77 daraus durch ein Tiefpaßfilter 76 beseitigt worden sind. Der AD-Wandler 77 muß eine Analog-Digital-Wandlung bei einer Abtastfrequenz durchführen, die gleich dem Zweifachen der Eingangssignalfrequenz oder höher ist. Bei der erfindungsgemäßen Vorrichtung hingegen kann das Eingangssignal abgetastet und in ein digitales Signal bei einer niedrigeren Frequenz als der Eingangssignalfrequenz umgewandelt werden. Wie in Figur 103b gezeigt, werden zu diesem Zweck Hochfrequenzkomponenten des Eingangssignals durch ein Bandpaß- oder Tiefpaßfilter 78 beseitigt, und dann wird das Eingangssignal in einer Abtastbrückenschaltung 79 abgetastet, die aus Dioden aufgebaut ist, indem zwischen Anschlüssen 81a und 81b angelegte Impulse bei einer niedrigeren Frequenz als der Eingangssignalfrequenz abgetastet werden. Ein mit diesem Prozeß genau erhaltener Abtastwert wird durch einen AD-Wandler 81 für jede Abtastung in ein digitales Signal umgesetzt. Zum Beispiel wurde ein Experiment durchgeführt, bei dem ein Sinuswellensignal mit der Frequenz 10,025 MHz verwendet wurde, das mit einem 20 kHz Signal phasenmoduliert war. Wenn dieses Sinuswellensignal bei einer Frequenz von 40,0 MHz, also oberhalb der Frequenz des Eingangssignals, abgetastet wurde, war die Wellenform der Folge von Abtastwerten wie in Figur 104a gezeigt. In diesem Fall war das Spektrum wie in Figur 105a gezeigt, wo ein breiter Peak der Trägerwellenkomponente mit Frequenz 10,025 MHz sowie Peaks von oberen und unteren Seitenbändern (Modulationskomponenten) beobachtet wurden. Wenn hingegen dieses Sinuswellensignal durch die Schaltungskonfiguration aus Figur 103b mit einer Frequenz von 100 kHz, also um zwei Größenordnungen

niedriger als die Trägerwellenfrequenz abgetastet (undersampled) wurde, war die Wellenform der Folge von Abtastwerten wie in Figur 104b gezeigt. Diese Folge von Abtastwerten ist auch in Figur 104a durch Kreiszeichen gezeigt. In diesem Fall war das Spektrum der Folge von mit Undersampling gewonnenen Abtastwerten wie in Figur 105b gezeigt, wo ein Peak der Trägerwellenkomponente mit Frequenz 25 kHz und zwei Peaks der Modulationskomponenten (obere und untere Seitenbänder) von  $25 \text{ kHz} \pm 20 \text{ kHz}$  beobachtet wurden. Daran war zu erkennen, daß ein Jitter mit der erfindungsgemäßen Vorrichtung auch unter Verwendung eines Undersampling-AD-Wandlers gemessen werden kann.

Bei jeder der in Figuren 82, 88 und 91 gezeigten Ausgestaltungen kann eines der diversen in Figur 91, Figur 40b, Figur 67 und Figur 69 gezeigten Mittel zur Umformung des analytischen Signals als Mittel 11 zur Umformung des analytischen Signals verwendet werden. Außerdem sind diese Ausgestaltungen nicht auf die Benutzung eines AD-Wandlers zum Umwandeln eines Eingangssignals in ein digitales Signal beschränkt, stattdessen kann auch ein Komparator anstelle des AD-Wandlers verwendet werden. Das heißt, im allgemeinen wird ein zu messendes Eingangssignal in ein digitales Signal durch einen AD-Wandler umgewandelt, oder es wird durch einen Komparator in einen Binärwert zum Eingeben in das Mittel 11 zum Umformen des analytischen Signals verändert. Allerdings wird ein zu messendes Eingangssignal in das in Figur 40b gezeigte Mittel zur Umformung des analytischen Signals eingegeben, ohne in ein digitales Signal umgewandelt zu werden. Außerdem können ein Eingangssignal des Phasenrausch-Erfassungsmittels 61, d.h. ein Eingangssignal des Mittels 11 zum Umformen des analytischen Signals ein durch Frequenzteilung eines Eingangssignals (eines Signals, dessen Jitter gemessen werden soll) durch einen Frequenzteiler erzeugtes Signal oder ein durch Frequenzumsetzung eines Eingangssignals durch einen Frequenzwandler erzeugtes Signal sein.

Bislang sind im wesentlichen Messungen des Jitters eines zu messenden Signals beschrieben worden. Die vorliegende Erfindung ist jedoch für Jittermessungen von diversen Signalen wie bei der Telekommunikation verwendeten Datensignalen, einem wiederkehrenden Videosignal wie etwa einem Fernsehsignal oder dergleichen zu verwenden.

Die vorliegende Erfindung ist zwar mit Bezug auf die bevorzugte Ausgestaltung als Beispiel beschrieben worden, Fachleuten ist jedoch offensichtlich, daß diverse Abwandlungen, Änderungen und/oder kleinere Verbesserungen der oben beschriebenen Ausgestaltung durchgeführt werden können, ohne den Rahmen der vorliegenden Erfindung zu verlassen. So versteht sich, daß die vorliegende Erfindung nicht auf die dargestellte Ausgestaltung beschränkt ist, sondern alle Änderungen, Abwandlungen und/oder kleineren Verbesserungen umfassen soll, die in den Rahmen der Erfindung, wie in den nachfolgenden Ansprüchen definiert, fallen.

Im folgenden sind die oben erwähnten Literaturhinweise c1 bis c18 aufgelistet.

- [c1]: Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky and Ian T. Young, *Signals and Systems*, Prentice-Hall, Inc., 1983.
- [c2]: Athanasios Papoulis, *"Analysis for Analog and Digital Signals"*, Gendal Kogakusha, 1982.
- [c3]: Stefan L. Hahn, *Hilbert Transforms in Signal Processing*, Artech House Inc., 1996.

05 10 00 DE 100 80 443 T1

ADVANTEST CORPORATION

- 57 -

A0/70120 WO DE

- [c4]: J. Dugundji, "Envelopes and Pre-Envelopes of Real Waveforms", IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-4, pp. 53-57, 1958.
- [c5]: Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice-Hall, Inc., 1989.
- 5 [c6]: Tristan Needham, *Visual Complex Analysis*, Oxford University Press, Inc., 1997.
- [c7]: Donald G. Childers, David P. Skinner and Robert C. Kemerait, "The Cepstrum: A Guide to Processing", Proc. IEEE, vol. 65, pp. 1428-1442, 1977.
- [c8]: Jose M. Tribolet, "A New Phase Unwrapping Algorithm", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-25, pp. 170-177, 1977.
- 10 [c9]: Kuno P. Zimmermann, "On Frequency-Domain and Time-Domain Phase Unwrapping", Proc. IEEE, vol. 75, pp. 519-520, 1987.
- [c10]: Julius S. Bendat and Allan G. Piersol, *Random Data: Analysis and Measurement Procedures*, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & Sons, Inc., 1986.
- [c11]: Shoichiro Nakamura, *Applied Numerical Methods with Software*, Prentice-Hall, Inc., 1991.
- 15 [c12]: David Chu, "Phase Digitizing Sharpens Timing Measurements", IEEE Spectrum, pp. 28-32, 1988.
- [c13]: Lee D. Cosart, Luiz Peregrino and Atul Tambe, "Time Domain Analysis and Its Practical Application to the Measurement of Phase Noise and Jitter", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 46, pp. 1016-1019, 1997.
- 20 [c14]: Jacques Rutman, "Characterization of Phase and Frequency Instabilities in Precision Frequency Sources: Fifteen Years of Progress", Proc. IEEE, vol. 66, pp. 1048-1075, 1977.
- [c15]: Kamilo Feher, *Telecommunications Measurements, Analysis, and Instrumentation*, Prentice-Hall, Inc., 1987.
- [c16]: Michel C. Jeruchim, Philip Balaban and K. Sam Shanmugan, *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press, 1992.
- 25 [c17]: E. Oran Brigham, *The Fast Fourier Transform*, Prentice-Hall, Inc., 1974.
- [c18]: Albert H. Nuttall, "Some Windows with Very Good Sidelobe Behavior", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-29, pp. 84-91, 1981.

58  
05.10.00

100 80 443.8

ADVANTEST CORPORATION

-52-

A0/70120 WO DE

ZUSAMMENFASSUNG

DE 100 80 443 T1

- 1 Ein zu messendes Signal wird mit Hilfe eines Hilbert-Transformators in ein komplexes analytisches Signal umgeformt, und eine momentane Phase dieses analytischen Signals wird abgeschätzt. Eine lineare Phase wird von der momentanen Phase subtrahiert, um eine Phasenrausch-Wellenform zu erhalten. Die Phasenrausch-Wellenform wird in der Nähe eines Nulldurchgangspunktes eines Realteils des analytischen Signals abgetastet. Eine Differenzwellenform der Abtast-  
10 Phasenrausch-Wellenform wird berechnet, um eine Differenz-Phasenrausch-Wellenform zu erhalten. Ein RMS-Jitter wird aus der Phasenrausch-Wellenform erhalten, und ein Peak-to-Peak-Jitter wird aus der Phasenrausch-Wellenform erhalten.

PATENTANSPRÜCHE

- 5           1. Vorrichtung zum Messen eines Jitters, mit:  
          analytischen Signalumformungsmitteln zum Umformen eines zu messenden Signals in  
ein komplexes analytisches Signal;  
          Momentanphasen-Abschätzungsmitteln zum Gewinnen einer momentanen Phase des  
analytischen Signals;  
10          Linearphase-Entfernungsmitteln zum Entfernen einer linearen Phase aus der momenta-  
nen Phase, um eine Phasenrausch-Wellenform zu erhalten; und  
          Jittererfassungsmitteln zum Erhalten eines Jitters des zu messenden Signals aus der  
Phasenrausch-Wellenform.
- 15           2. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach Anspruch 1, ferner mit:  
          einem Nulldurchgangsabtaster zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform als Eingabe-  
signal zu einem Zeitpunkt nahe einem Nulldurchgangspunkt des Realteils des analytischen Signals  
und zur Ausgabe einer abgetasteten Phasenrausch-Wellenform.
- 20           3. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach Anspruch 2, ferner mit:  
          einer ersten Differenzschaltung zum Eingeben der abgetasteten Phasenrausch-Wellen-  
form und zum Berechnen von deren Differenzwellenform, um eine erste Differenz-Phasenrausch-  
Wellenform auszugeben.
- 25           4. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach Anspruch 3, ferner mit:  
          einer zweiten Differenzschaltung zum Eingeben der ersten Differenz-Phasenrausch-  
Wellenform und zum Berechnen von deren Differenzwellenform, um eine zweite Differenz-  
Phasenrausch-Wellenform auszugeben.
- 30           5. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach einem der Ansprüche 1 bis 4, ferner mit:  
          einem Komparator zum Vergleichen des zu messenden Signals mit einer analogen Refe-  
renzgröße, um das zu messende Signal in einen Binärwert umzuändern und den Binärwert den  
analytischen Signalumformungsmitteln zuzuführen.
- 35           6. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die  
analytischen Signalumformungsmittel Mittel sind, um das zu messende Signal einem Bandpaßfil-  
ter zuzuführen, eine Hilbert-Transformation einer Ausgabe des Bandpaßfilters mittels eines  
Hilbert-Transformators durchzuführen, um den Imaginärteil des analytischen Signals zu erhalten,  
und um die Ausgabe des Bandpaßfilters zu dem Realteil des analytischen Signals zu machen.
- 40           7. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die  
analytischen Signalumformungsmittel umfassen:  
          einen Frequenzbereich-Transformator zum Transformieren des zu messenden Signals in  
ein Signal im Frequenzbereich;



60  
05.10.00 DE 100 80 443 T1

ADVANTEST CORPORATION

- 58 -

A070120 WO DE

einen Bandpaß-Prozessor zum Abschneiden negativer Frequenzkomponenten von einer Ausgabe des Frequenzbereich-Transformators und zum Extrahieren nur von Frequenzkomponenten in der Nähe der Frequenz des zu messenden Signals; und

einen Zeitbereich-Transformator zum Invers-Transformieren der Ausgabe des Bandpaß-Prozessors in ein Signal im Zeitbereich.

8. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach Anspruch 7, ferner mit:

einem Pufferspeicher zum Speichern des zu messenden Signals;

wobei die analytischen Signalumformungsmittel ferner umfassen:

Mittel zum Entnehmen des zu messenden Signals in sequentieller Folge aus dem Pufferspeicher, so daß sich das entnommene zu messende Signal teilweise mit einem kurz zuvor entnommenen zu messenden Signal überlappt;

Mittel zum Multiplizieren jedes entnommenen Teilsignals des zu messenden Signals mit einer Fensterfunktion, um das Multiplikationsergebnis dem Frequenzbereich-Transformator zuzuführen; und

Mittel zum Multiplizieren des in den Zeitbereich transformierten Signals mit einem Kehrwert der Fensterfunktion, um das analytische Signal zu erhalten.

9. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die analytischen Signalumformungsmittel umfassen:

einen ersten Frequenzmischer zum Multiplizieren des zu messenden Signals mit einem Sinuswellensignal;

einen zweiten Frequenzmischer zum Multiplizieren des zu messenden Signals mit einem Cosinuswellensignal, dessen Frequenz die gleiche wie die des Sinuswellensignals ist;

ein erstes Tiefpaßfilter, dem eine Ausgabe des ersten Frequenzmischers zugeführt wird;

ein zweites Tiefpaßfilter, dem eine Ausgabe des zweiten Frequenzmischers zugeführt wird;

einen ersten AD-Wandler zum Umwandeln einer Ausgabe des ersten Tiefpaßfilters in ein digitales Signal; und

einen zweiten AD-Wandler zum Umwandeln einer Ausgabe des zweiten Tiefpaßfilters in ein digitales Signal;

wobei das analytische Signal aus einem Ausgabesignal des ersten AD-Wandlers und einem Ausgabesignal des zweiten AD-Wandlers zusammengesetzt ist.

10. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die analytischen Signalumformungsmittel umfassen:

einen ersten Frequenzmischer zum Multiplizieren des zu messenden Signals mit einem Sinuswellensignal;

einen zweiten Frequenzmischer zum Multiplizieren des zu messenden Signals mit einem Cosinuswellensignal, dessen Frequenz die gleiche wie die des Sinuswellensignals ist;

ein erstes Tiefpaßfilter, dem eine Ausgabe des ersten Frequenzmischers zugeführt wird;

ein zweites Tiefpaßfilter, dem eine Ausgabe des zweiten Frequenzmischers zugeführt wird;

61  
05.10.05 100 80 443 T1

ADVANTEST CORPORATION

- 80 -

A0/70120 WO DE

einen ersten Komparator zum Vergleichen einer Ausgabe des ersten Tiefpaßfilters mit einer analogen Referenzgröße; und

einen zweiten Komparator zum Vergleichen einer Ausgabe des zweiten Tiefpaßfilters mit der analogen Referenzgröße;

5 wobei das analytische Signal aus einem Ausgabesignal des ersten Komparators und einem Ausgabesignal des zweiten Komparators zusammengesetzt ist.

11. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die Jitter-Erfassungsmittel Peak-to-Peak-Erfassungsmittel zum Erhalten einer Differenz zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert der Phasenrausch-Wellenform als einen Spitzen-Wert eines Jitters sind.

12. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die Jitter-Erfassungsmittel RMS-Erfassungsmittel zum Berechnen eines Effektivwerts der Phasenrausch-Wellenform sind, um einen Effektivwert eines Jitters zu erhalten.

13. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die Mittel zum Erfassen eines Jitters Histogramm-Abschätzungsmittel zum Erhalten eines Histogramms der Phasenrausch-Wellenform sind.

14. Vorrichtung zum Messen eines Jitters nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem die Linearphase-Entfernungsmittel umfassen:

Kontinuierlichphase-Umwandlungsmittel zum Umwandeln einer eingegebenen momentanen Phase in eine kontinuierliche Phase;

15 Linearphase-Abschätzungsmittel zum Abschätzen einer linearen Phase mit Bezug auf die umgewandelte kontinuierliche Phase; und

Mittel zum Subtrahieren der abgeschätzten linearen Phase von der kontinuierlichen Phase, um die Phasenrausch-Wellenform zu erhalten.

15. Verfahren zum Messen eines Jitters mit den Schritten:

30 einem analytischen Signal-Transformationsschritt des Umformens eines zu messenden Signals in ein komplexes analytisches Signal;

einem Momentanphasen-Abschätzungsschritt des Erhaltens einer momentanen Phase des analytischen Signals;

35 einem Linearphase-Entfernungsschritt des Entferns einer linearen Phase aus der momentanen Phase, um eine Phasenrausch-Wellenform zu erhalten; und

einem Schritt des Erhaltens eines Jitters des zu messenden Signals aus der Phasenrausch-Wellenform.

40 16. Verfahren zum Messen eines Jitters nach Anspruch 15, ferner mit den Schritten:

Abtasten der Phasenrausch-Wellenform an einem Zeitpunkt nahe einem Nulldurchgangspunkt des Realteils des analytischen Signals zum Erhalt einer Abtast-Phasenrausch-Wellenform; und

<sup>62</sup>  
05.10.00 DE 100 80 443 T1

ADVANTEST CORPORATION

- 61 -

A0/70120 WO DE

Berechnen einer Differenzwellenform der Abtast-Phasenrausch-Wellenform, um eine erste Differenz-Phasenrausch-Wellenform zu erhalten.

17. Verfahren zum Messen eines Jitters nach Anspruch 16, ferner mit dem Schritt:

5 Berechnen einer Differenz-Wellenform der ersten Differenz-Phasenrausch-Wellenform, um eine zweite Differenz-Phasenrausch-Wellenform zu erhalten.

- Leerseite -

63  
*[Handwritten signature]*

Nummer: DE 100 80 443 T 1  
 Int. Cl.<sup>7</sup>: G 01 R 29/02  
 Veröffentlichungstag: 22. März 2001

1/66

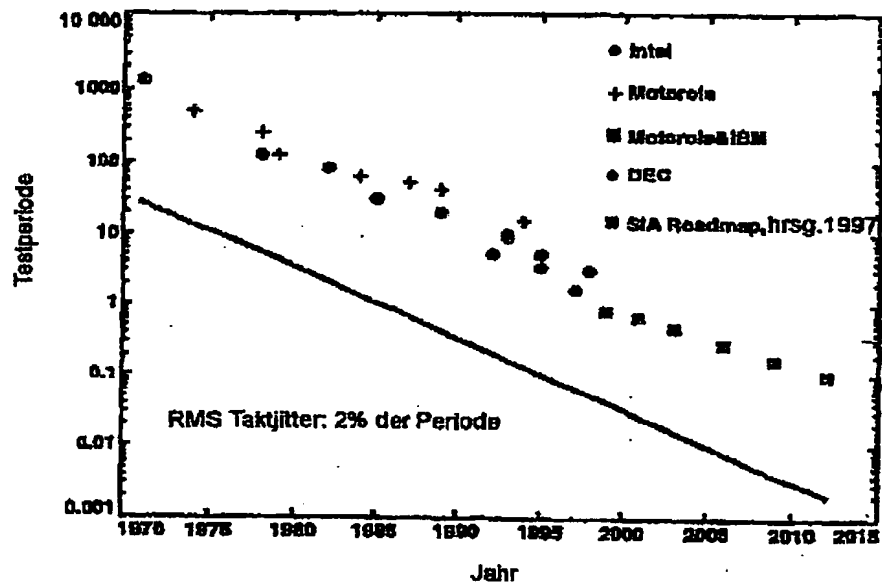


FIG. 1

64 DE 100 80 443 T1  
08.10.00

2/66

A0/70120 WO DE

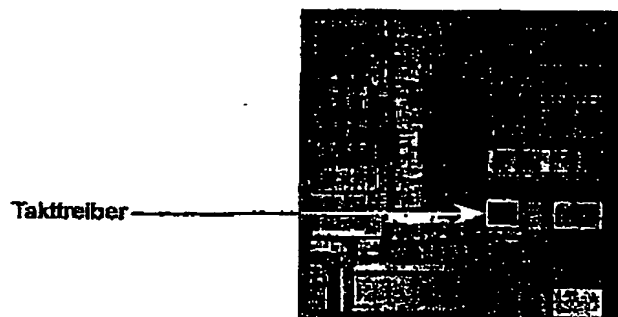


FIG. 2

	Computersysteme	Telekommunikation
Design-Technologie	CMOS	Bipolar, GaAs, CMOS
PLL-Schaltung	On-chip PLL	Diskrete PLL
Signal	Keine Modulation	Moduliertes Signal
Jitter	Peak-to-peak jitter	gemittelter Jitter
Prüfverfahren	Nicht verfügbar	Verfügbar

FIG. 3

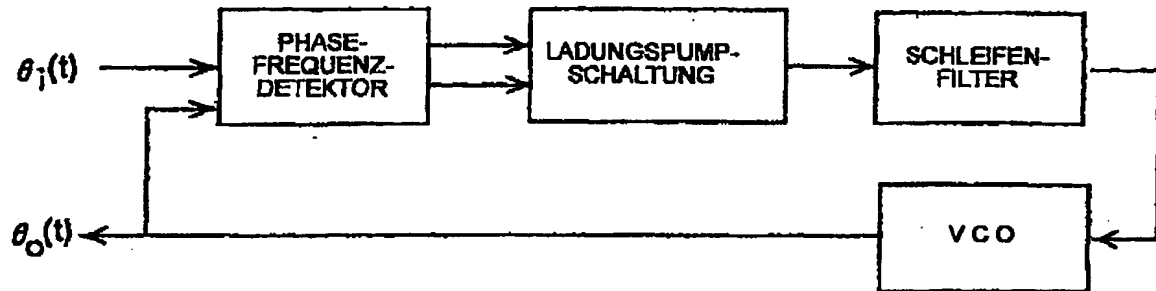


FIG. 4

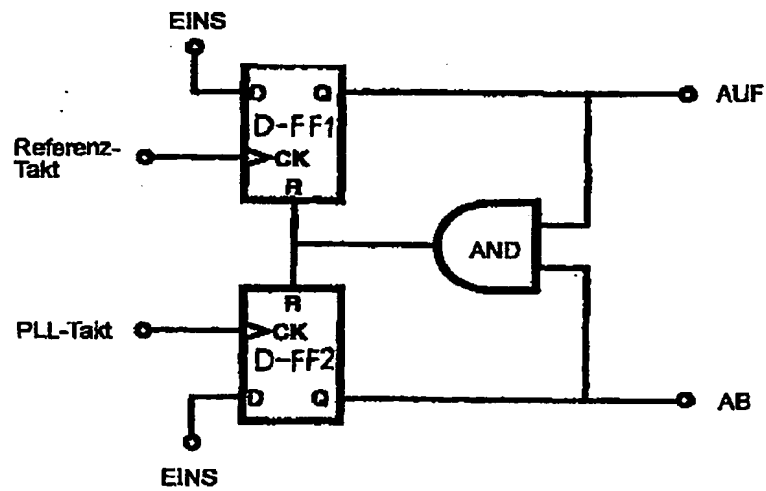


FIG. 5

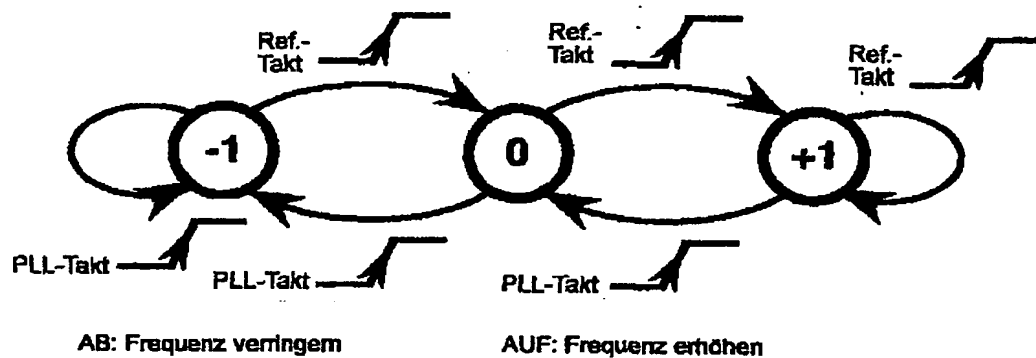


FIG. 6

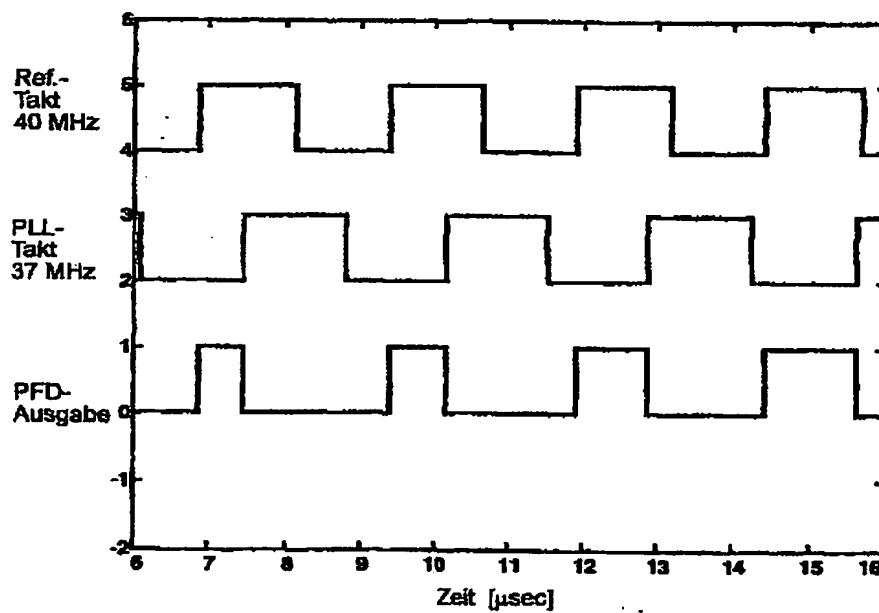


FIG. 7



FIG. 8a

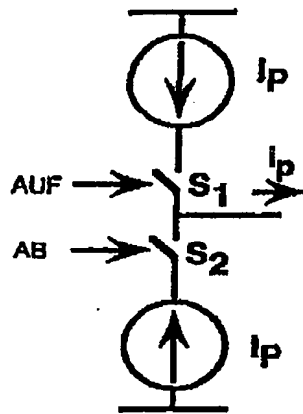


FIG. 8b

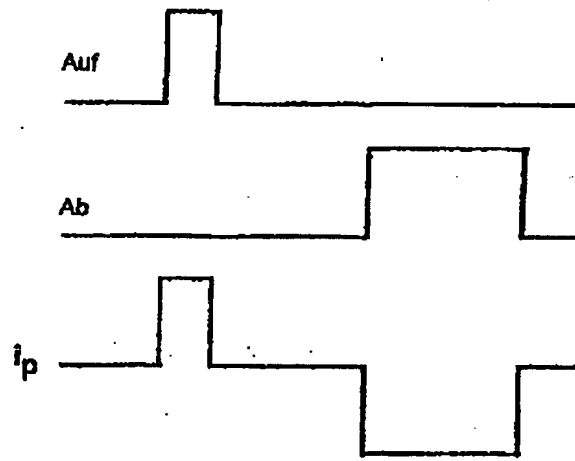


FIG. 9a

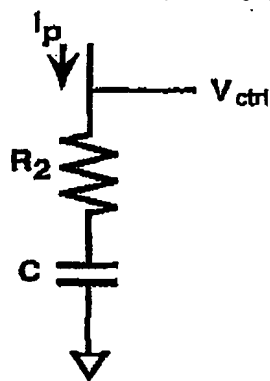
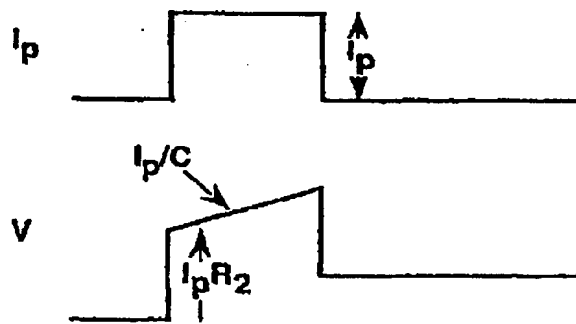


FIG. 9b



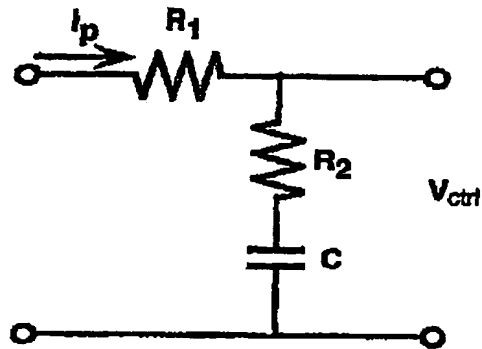


FIG. 10

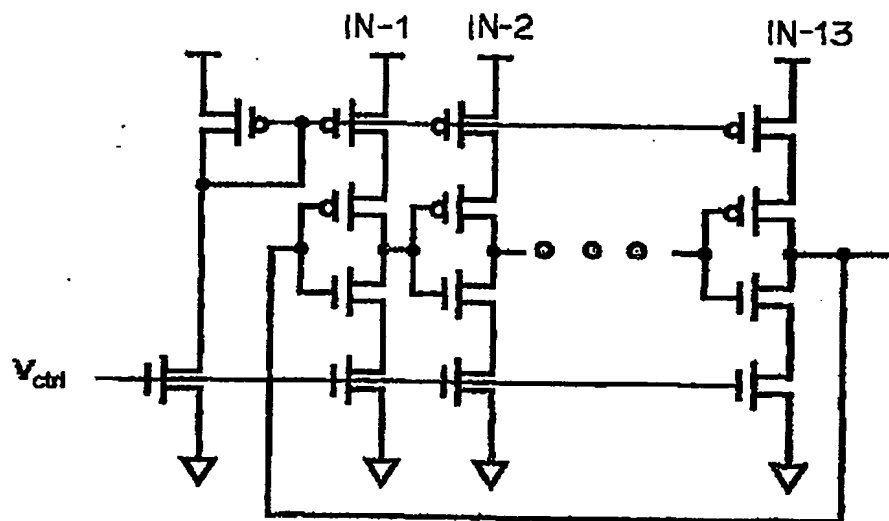


FIG. 11

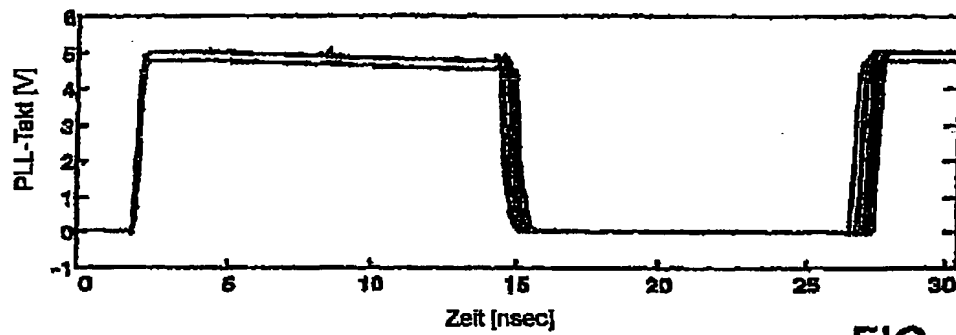


FIG. 12

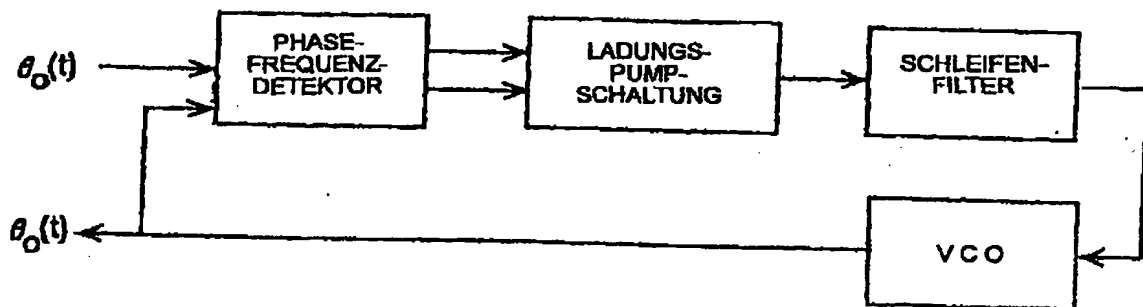


FIG. 13

08-10-00 70 DE 100 80 443 T1

8/66

A0/70120 WO DE

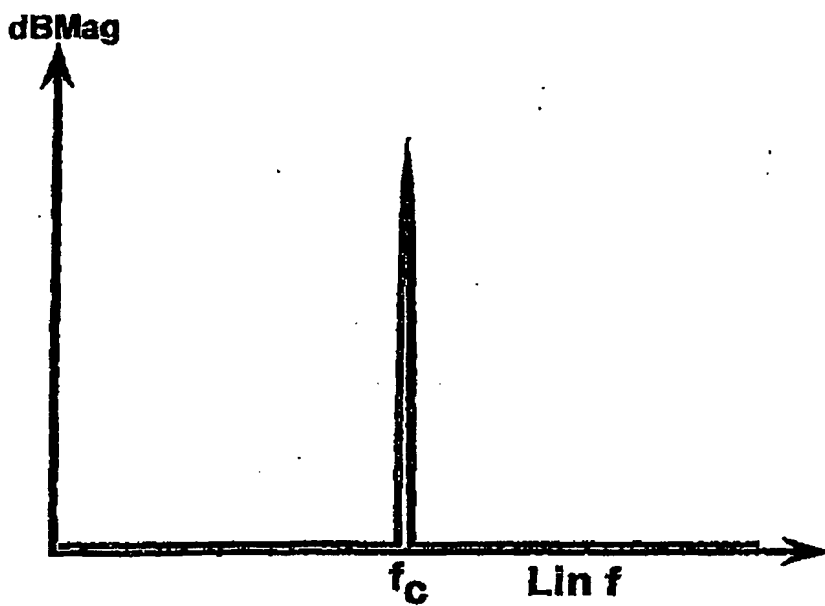


FIG. 14

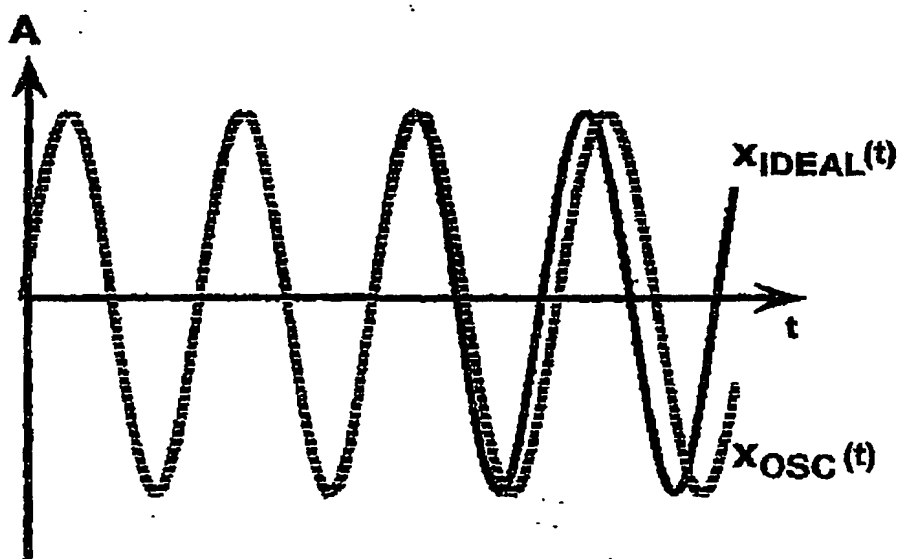
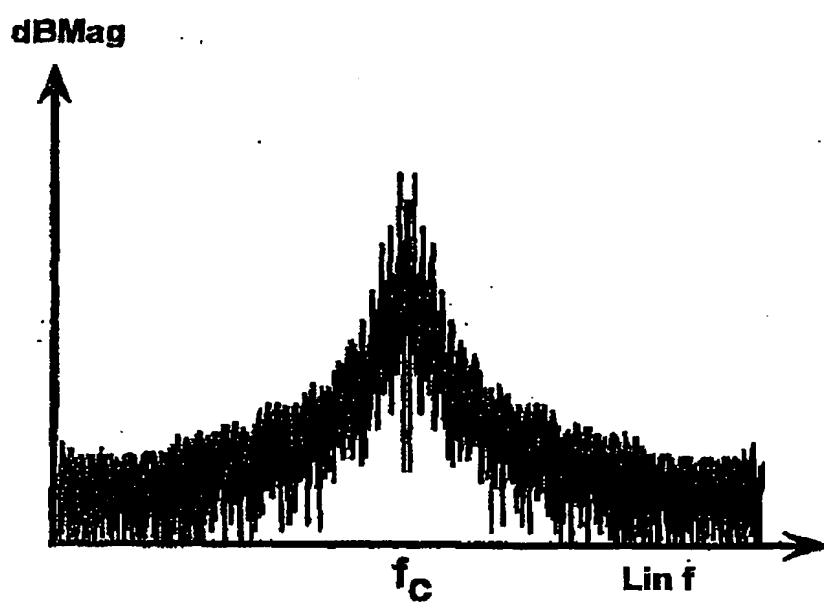


FIG. 15

71  
08-10-00 DE 100 80 443 T1  
9/66 A070120 WO DE

FIG. 16



72  
06 10 00 DE 100 80 443 T1

10/66

A070120 WO DE

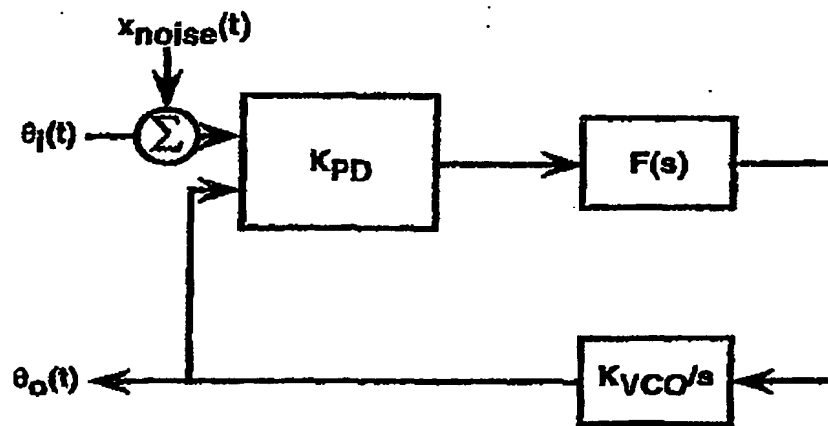


FIG. 17

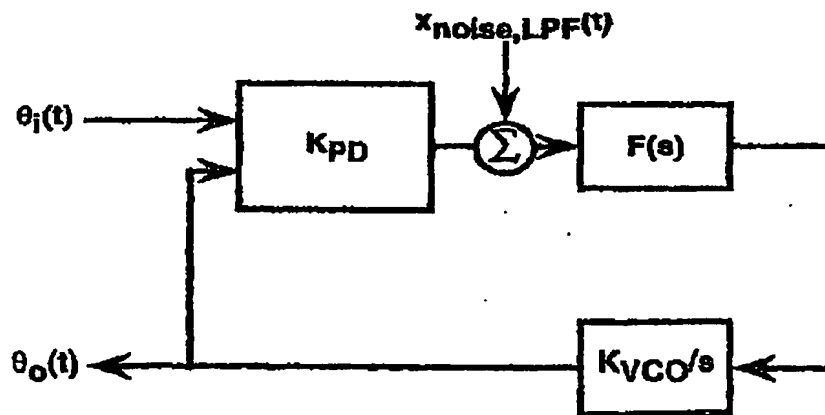


FIG. 18

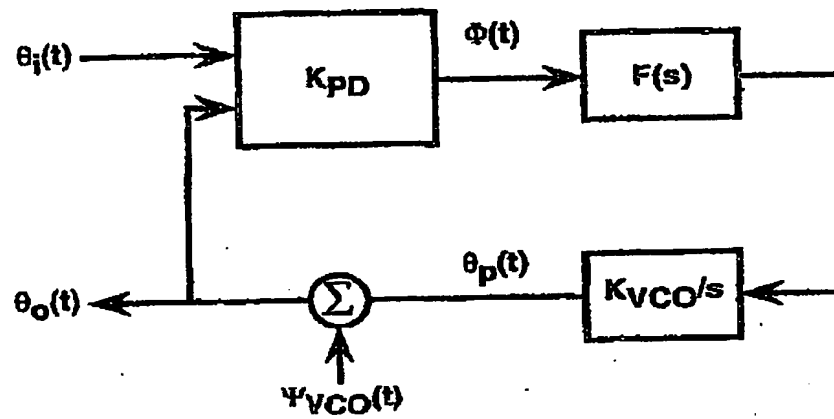


FIG. 19

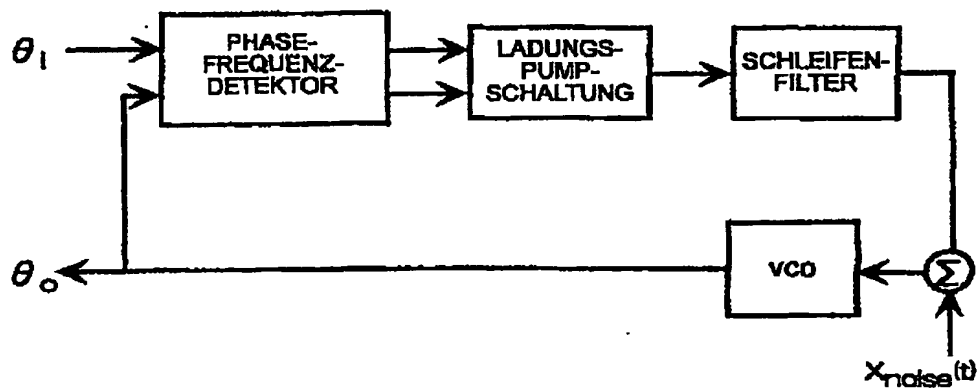


FIG. 20

05.10.00 7H DE 100 80 443 T1

12/66

A0/70120 WO DE

FIG. 21

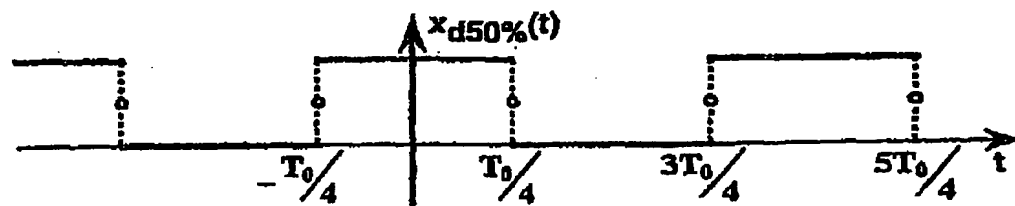
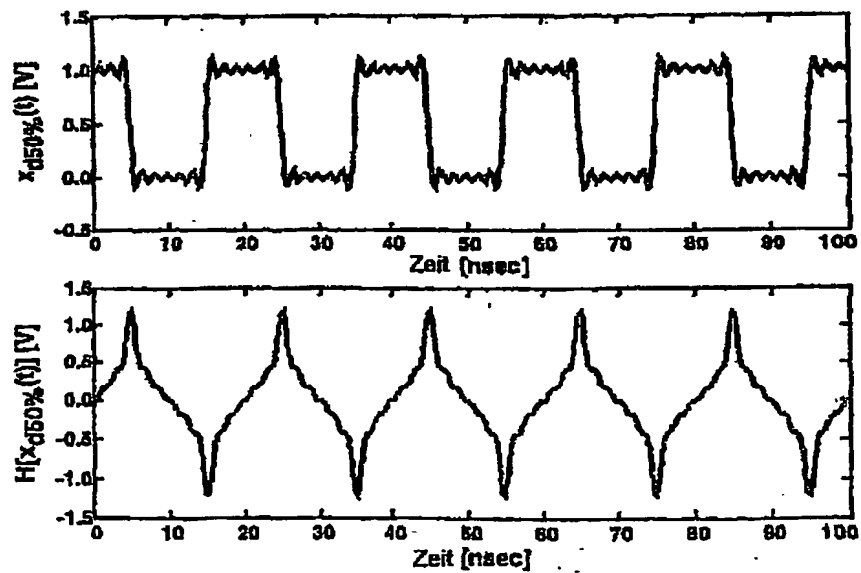


FIG. 22





75  
08.10.00 DE 100 80 443 T1

13/66

A0/70120 WO DE

FIG. 23

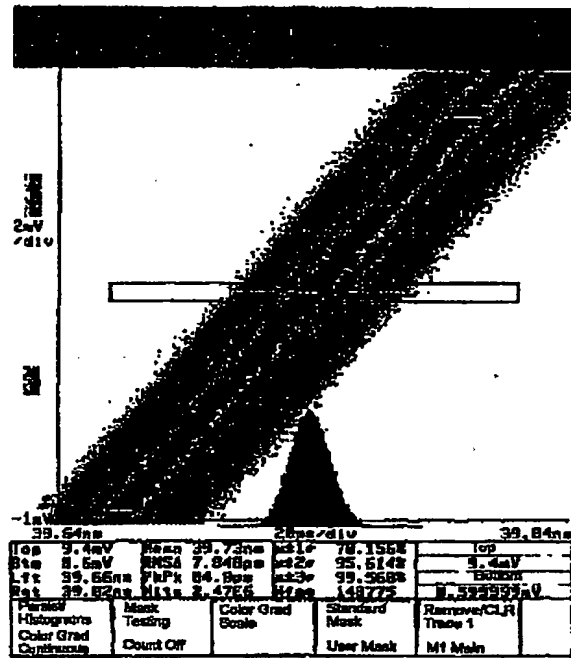
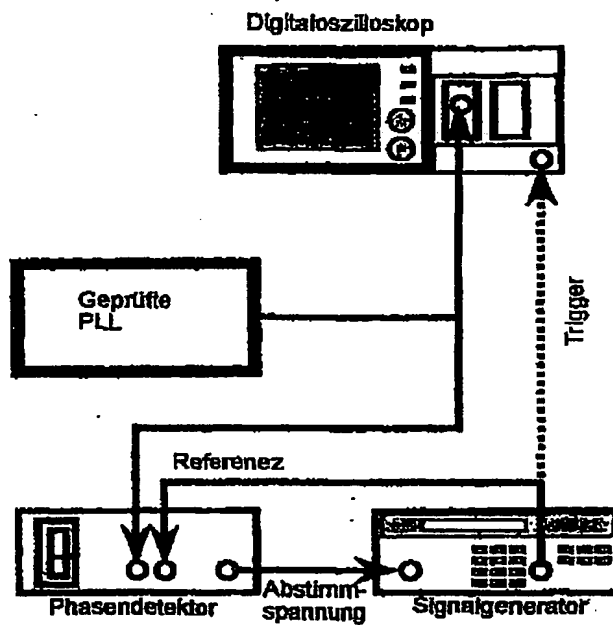


FIG. 24



76  
05.10.00 BE 100 80 443 T1

14/66

A0/70120 WO DE

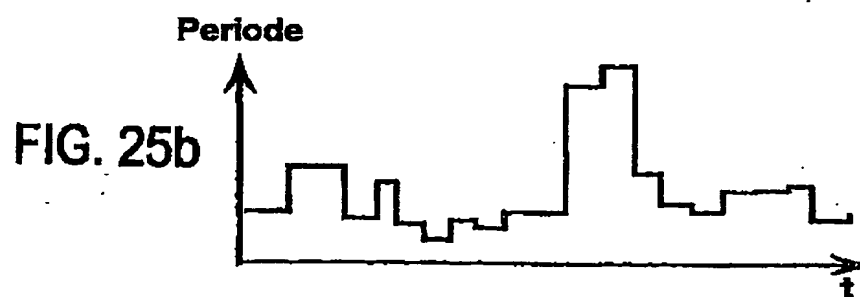
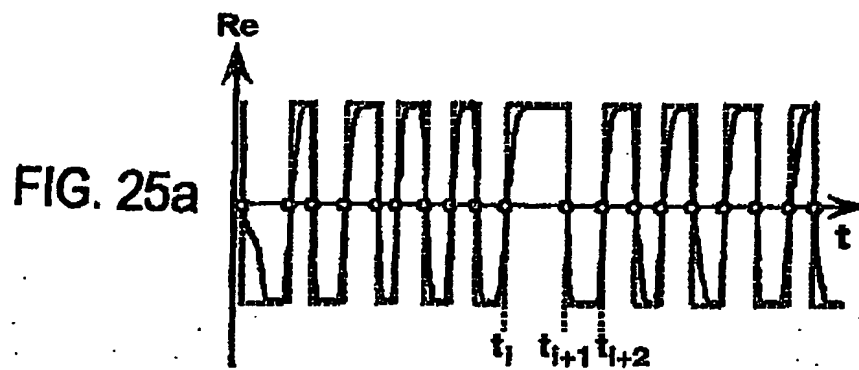


FIG. 26

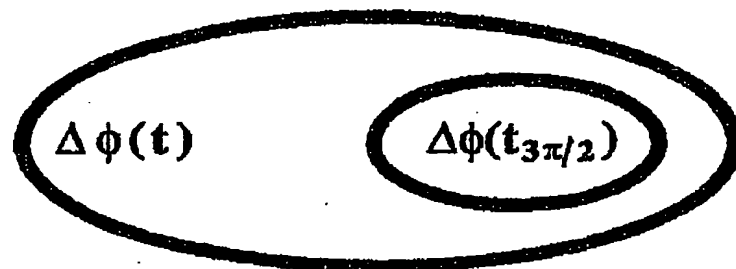


FIG. 27

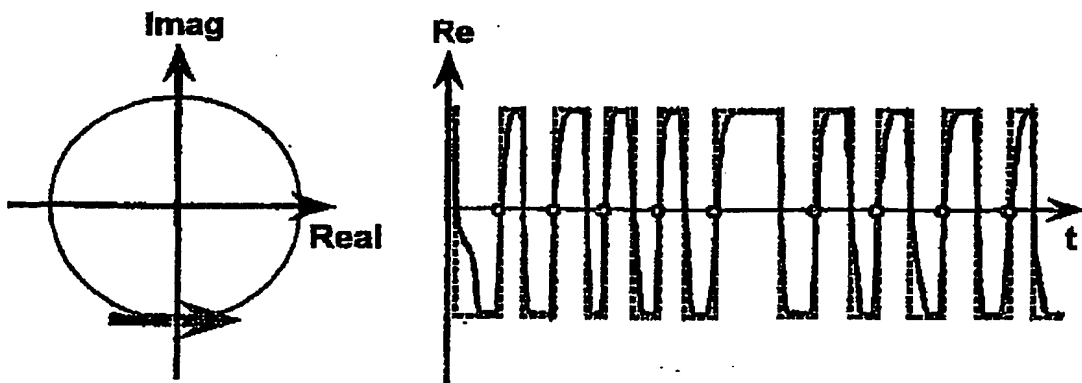


FIG. 28

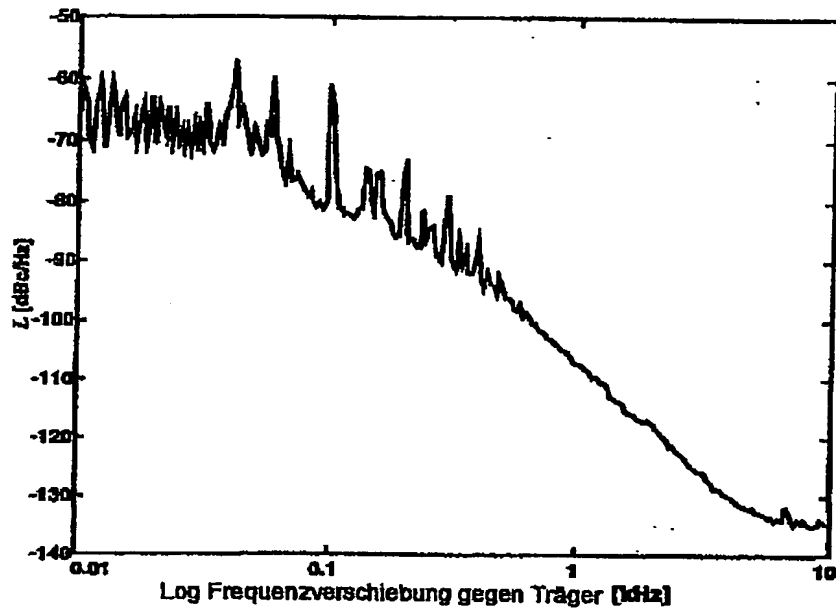


FIG. 29

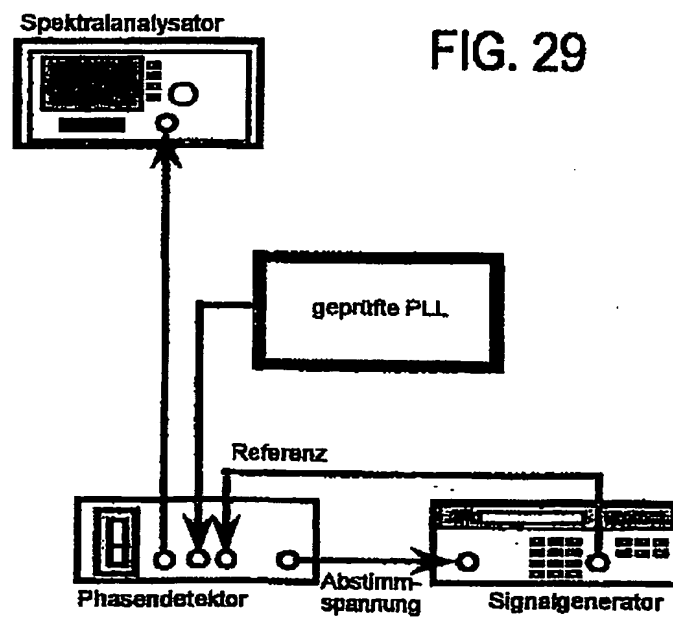


FIG. 30a

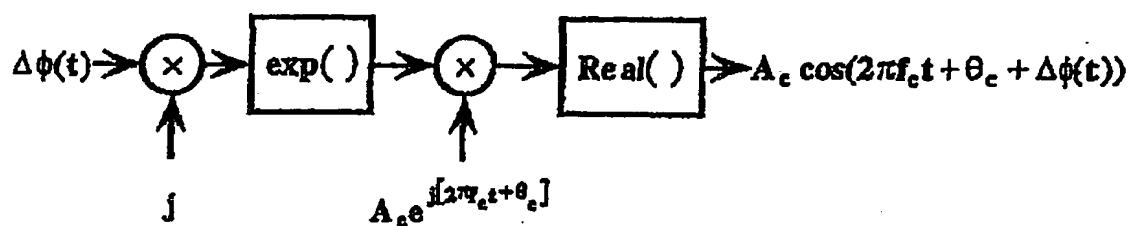


FIG. 30b

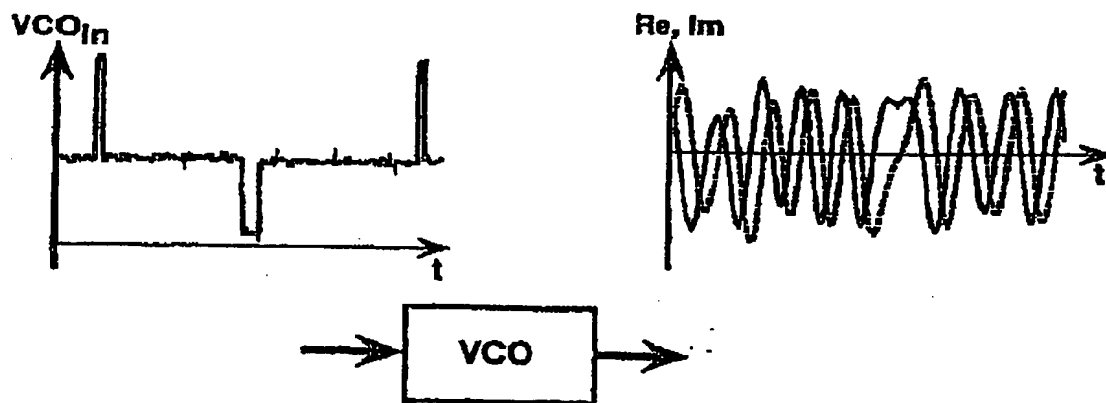
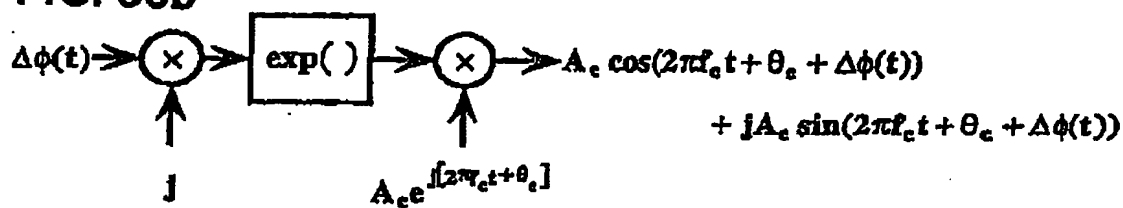
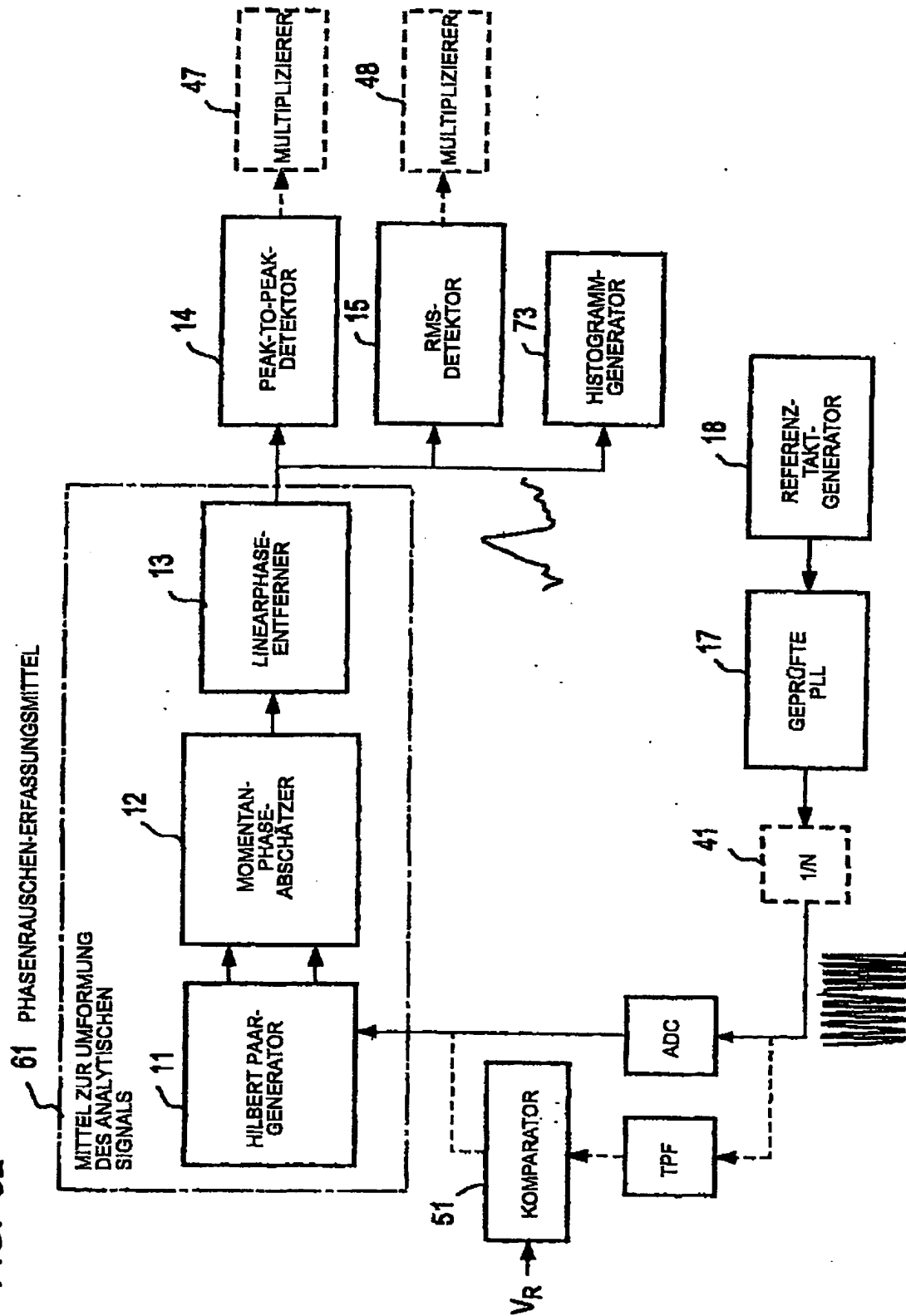


FIG. 31

FIG. 32



81  
08.10.00 DE 100 80 443 T1

19/66

A0/70120 WO DE

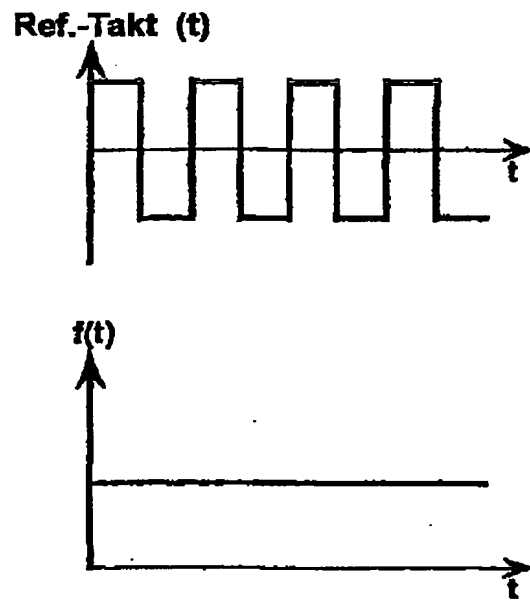
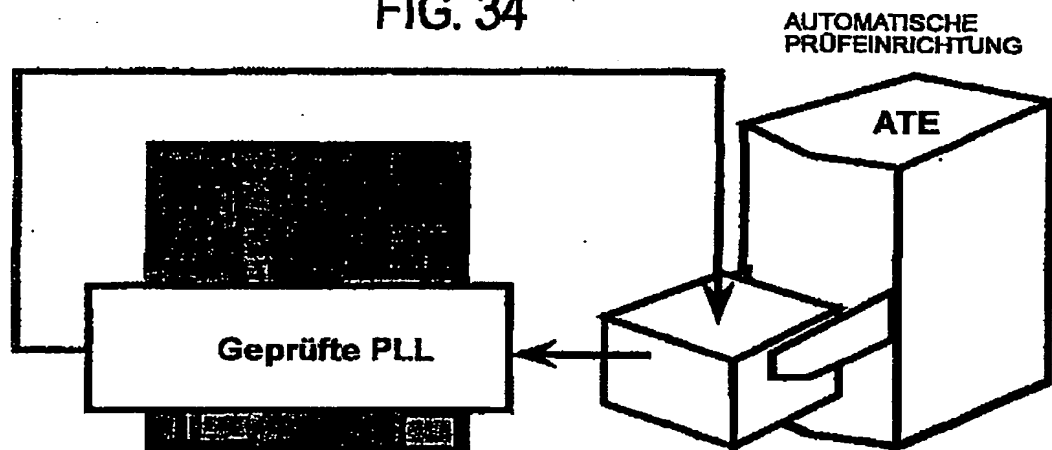


FIG. 33

FIG. 34





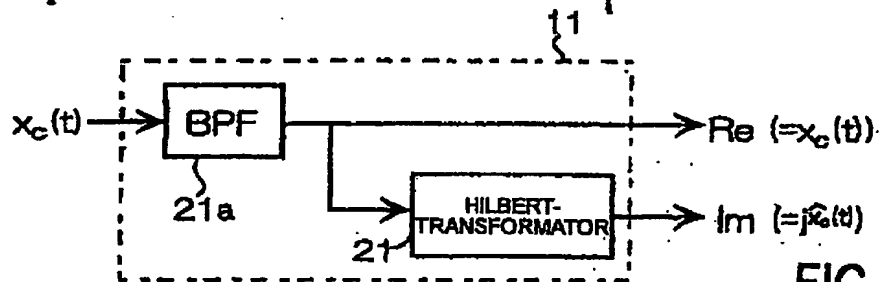
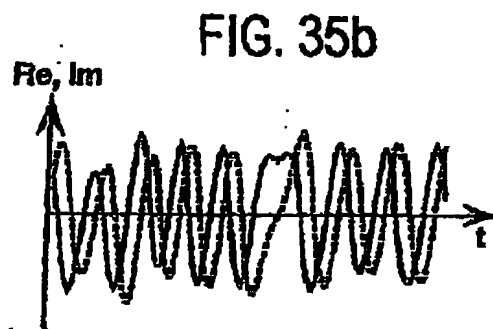
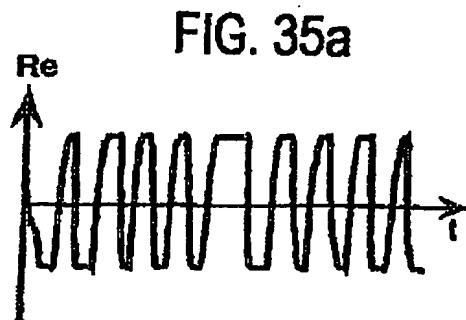


FIG. 35c

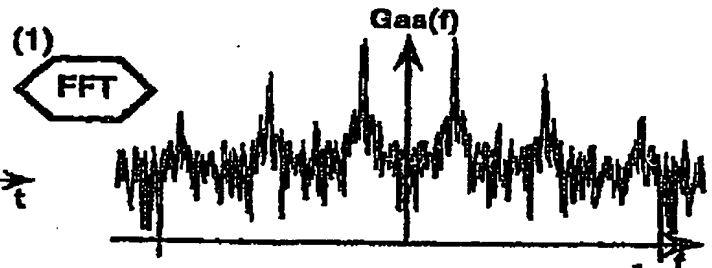
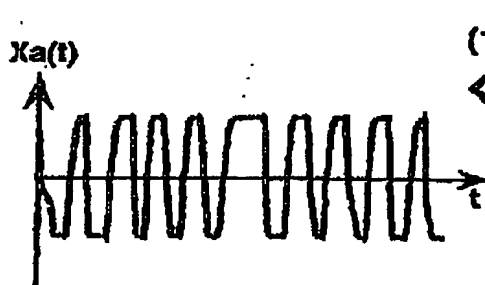
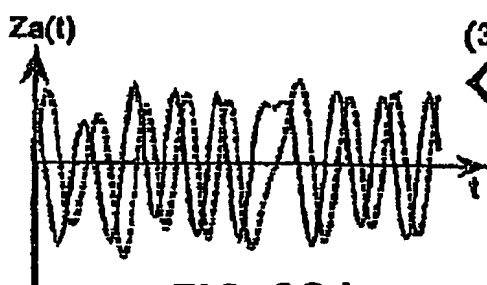


FIG. 36a

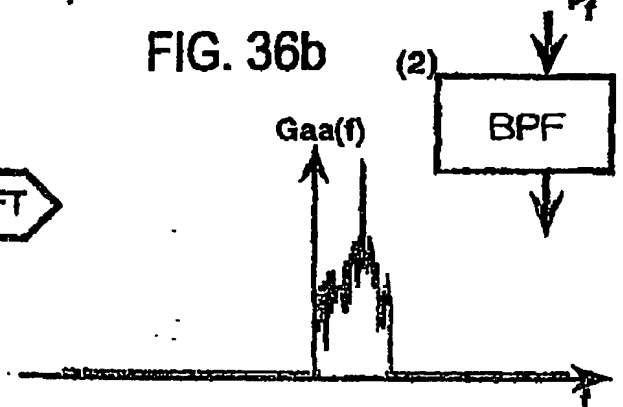
FIG. 36b

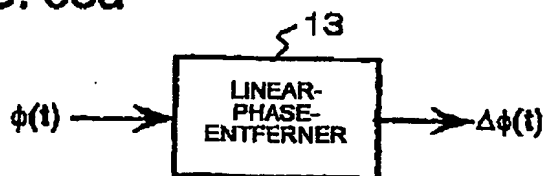
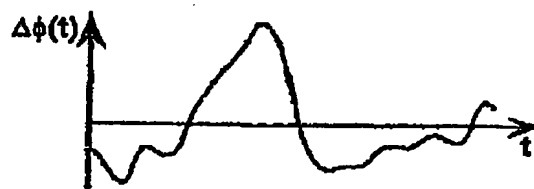
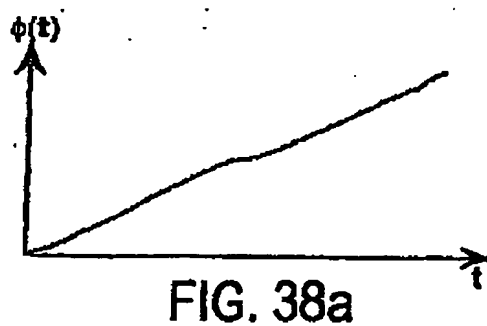
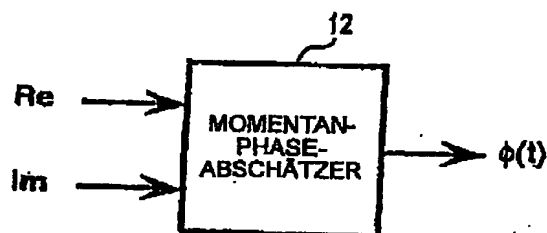
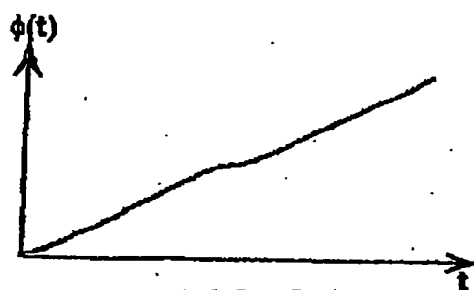
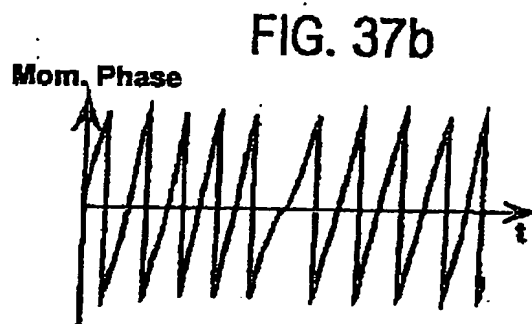
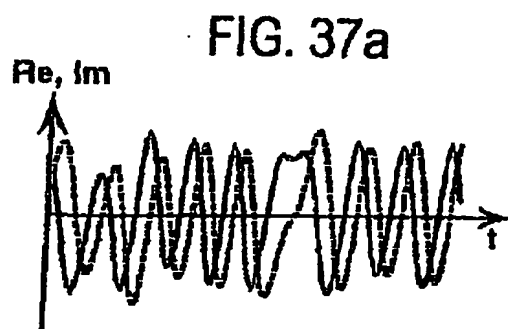


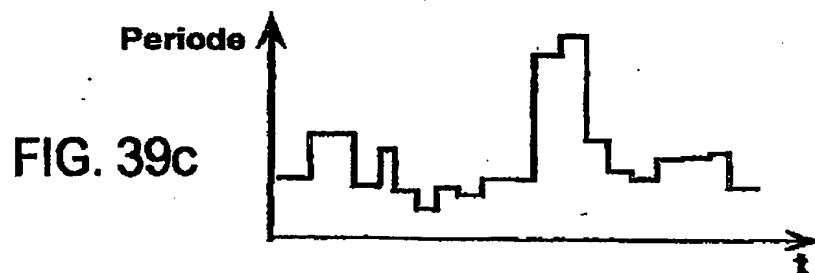
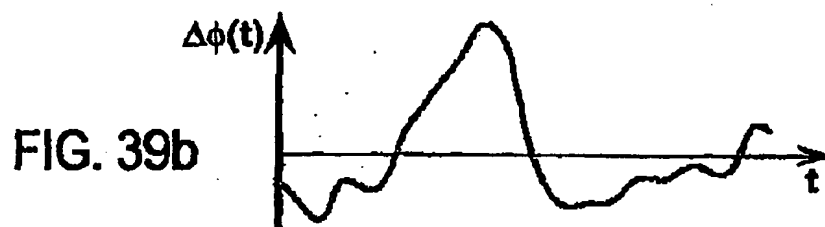
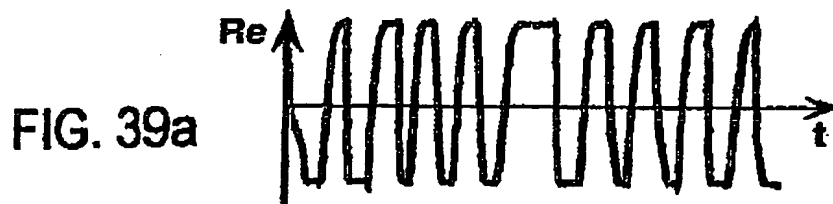
(3)

FIG. 36d

FIG. 36c







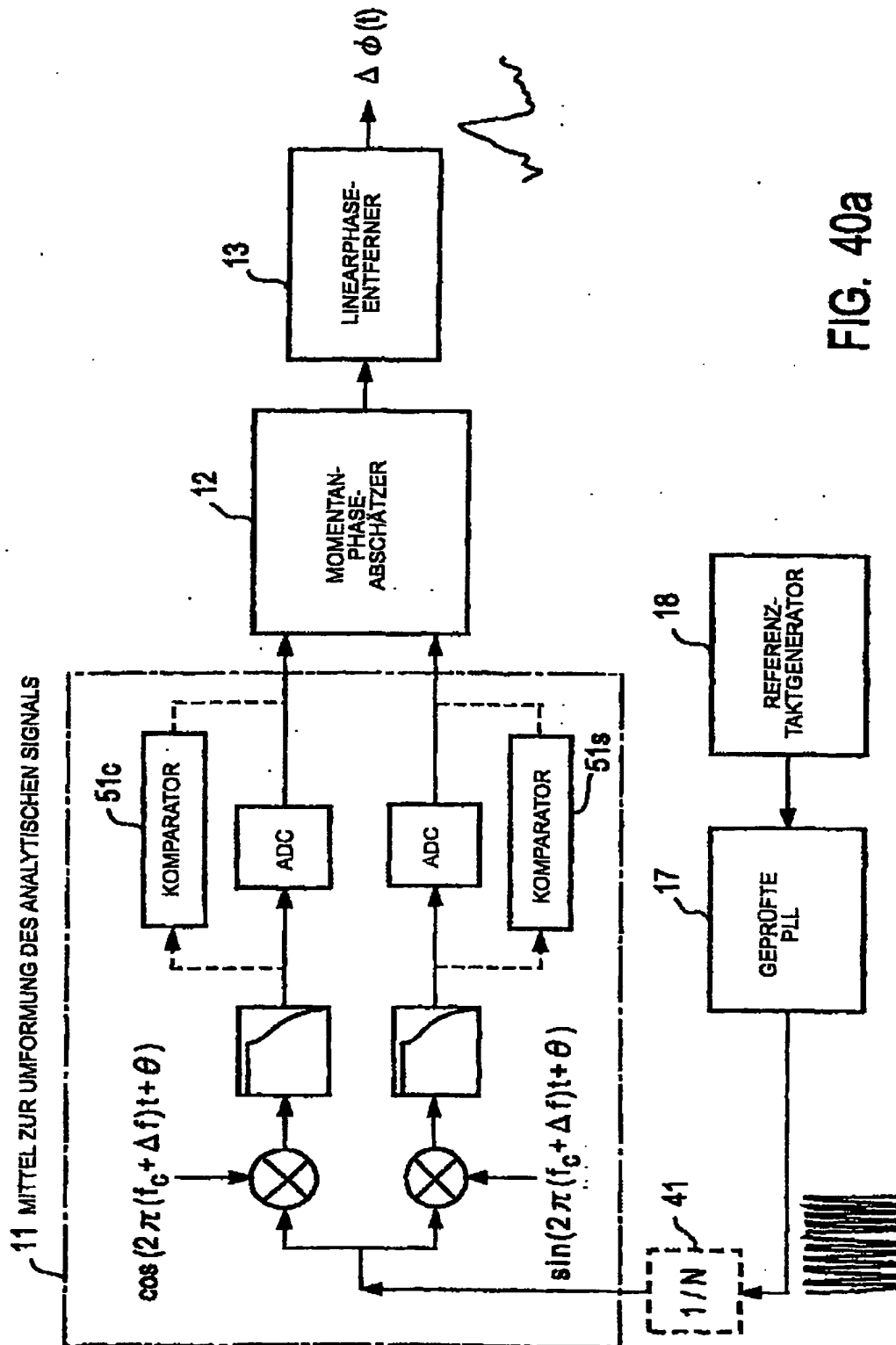
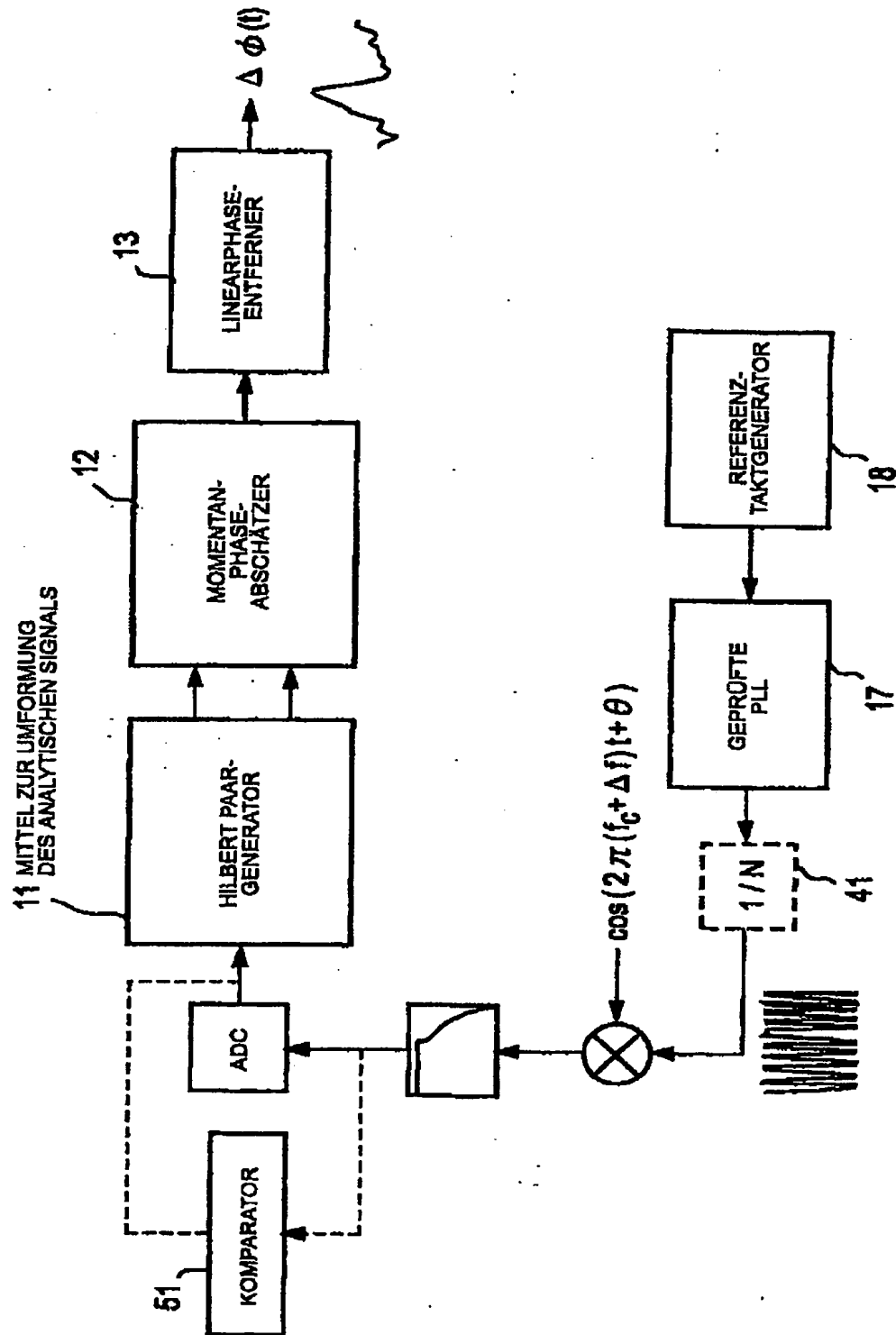


FIG. 40a

FIG. 40b



88  
05.10.00 DE 100 80 443 T1

26/66

A0/70120 WO DE

	$\Delta \phi(t)$ -Verfahren	Nulldurchgangs- verfahren
Momentane Frequenz	$\frac{1}{T_{ZERO}}$	$\frac{1}{T_{ZERO}}$
Minimale Abtast- frequenz	beliebige $f \geq 2f_c$	festes $f_c$
Quadratur- modulierte Abtastfrequenz	beliebige $f \geq 2\Delta f$	festes $\Delta f$
Heterodyn- Abtast- frequenz	beliebige $f \geq 2\Delta f$	festes $\Delta f$
Messzeit	$\frac{1}{2K} \cdot \frac{N}{\Delta f}$	$\frac{N}{\Delta f}$

FIG. 41

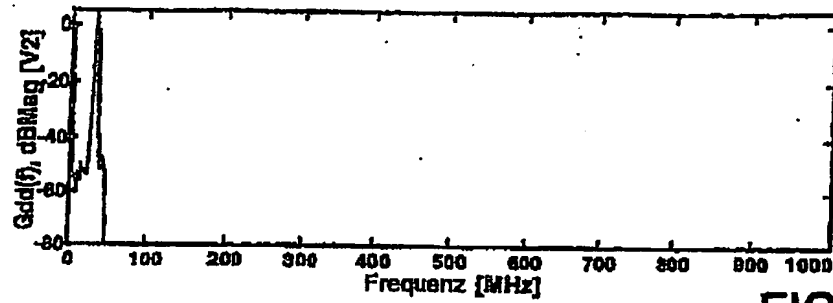


FIG. 42a

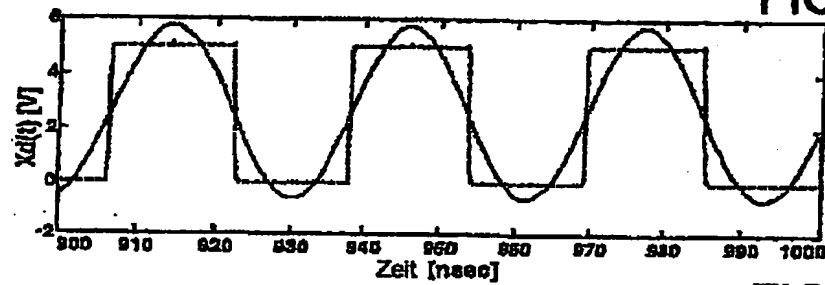


FIG. 42b

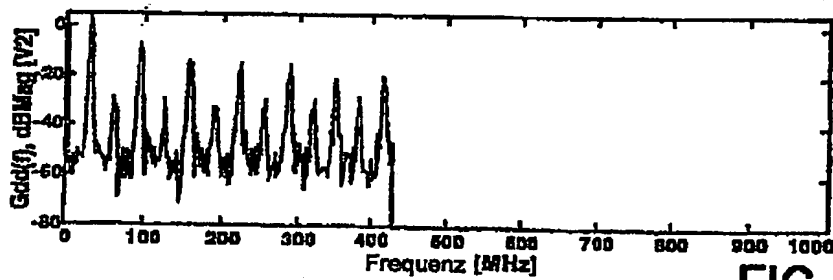


FIG. 43a

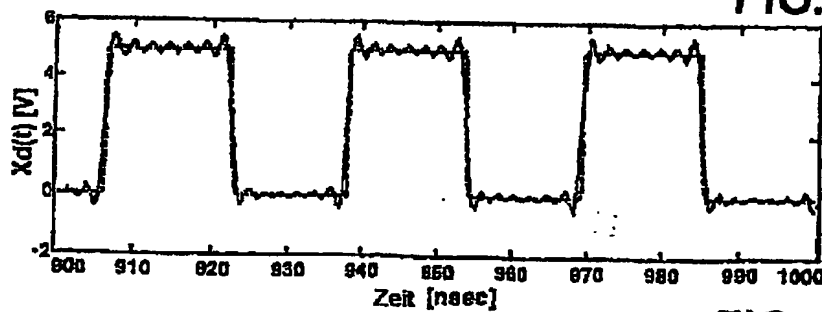


FIG. 43b

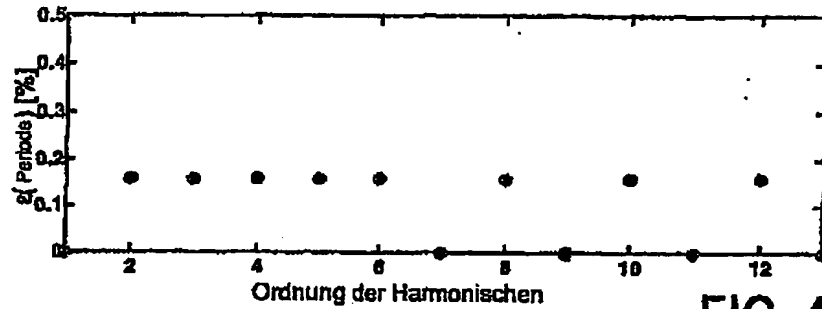


FIG. 44a

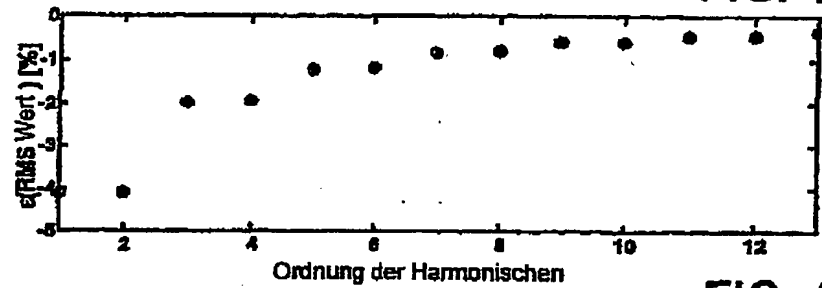


FIG. 44b

Parameter	nMOS	pMOS	Einheit
$V_{TO}$	0.7386893	-0.9160475	V
$t_{OX}$	135.23	134.216	Å
XL	-0.0672454	-0.0287155	µm
XW	-0.166238	-0.200027	µm
RSH	64.7204	117.086	Ω/□

FIG. 45



05.10.00 DE 100 80 443 T1

29/66

A0/70120 WO DE

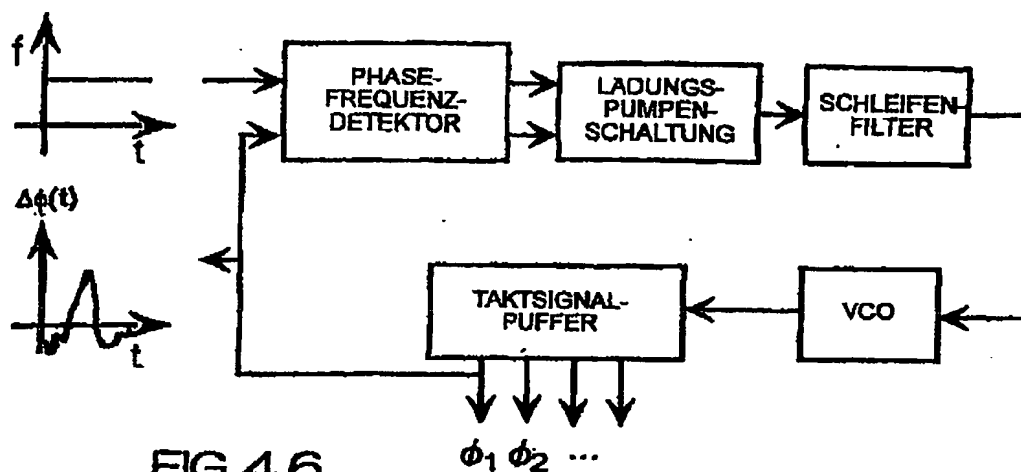


FIG. 46

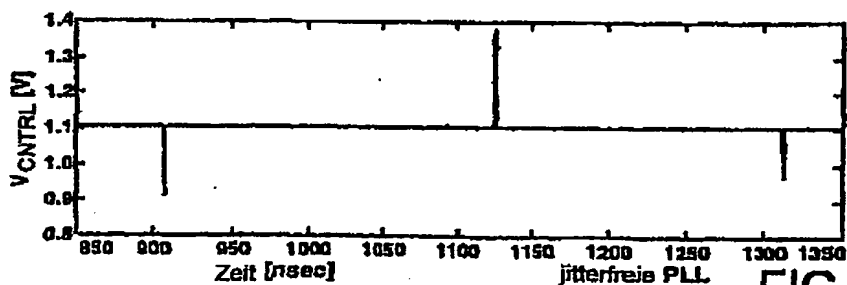


FIG. 47a

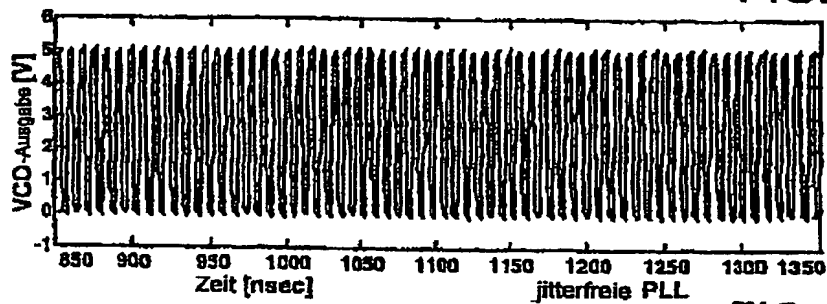


FIG. 47b

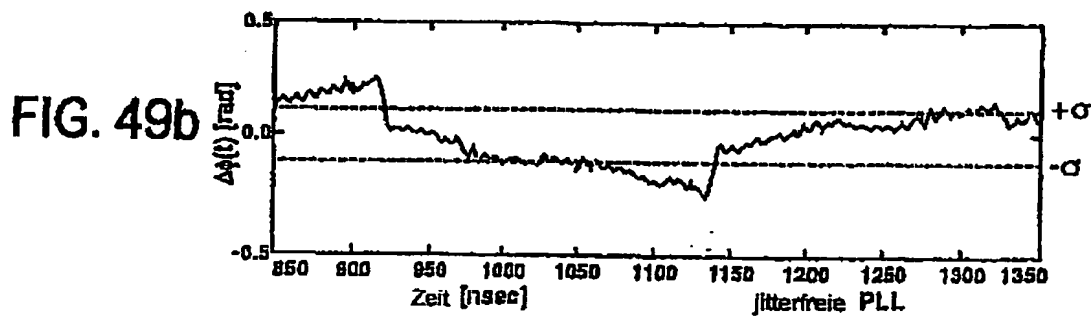
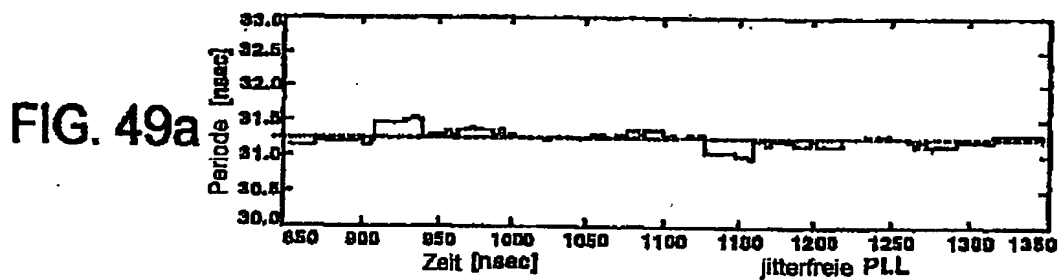
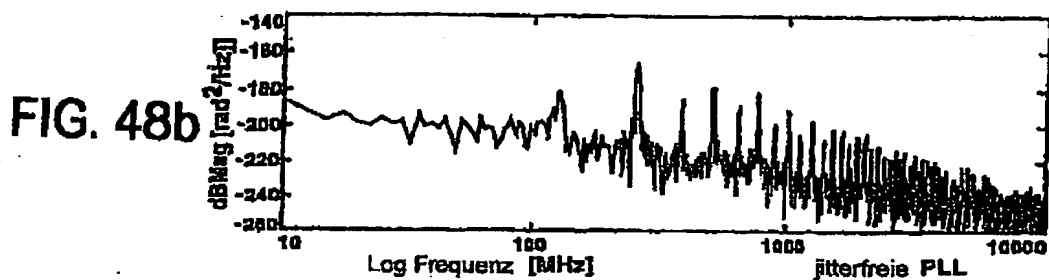
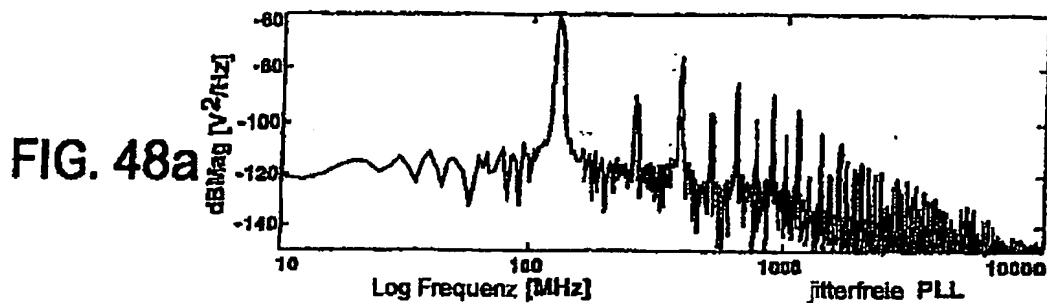


FIG. 50

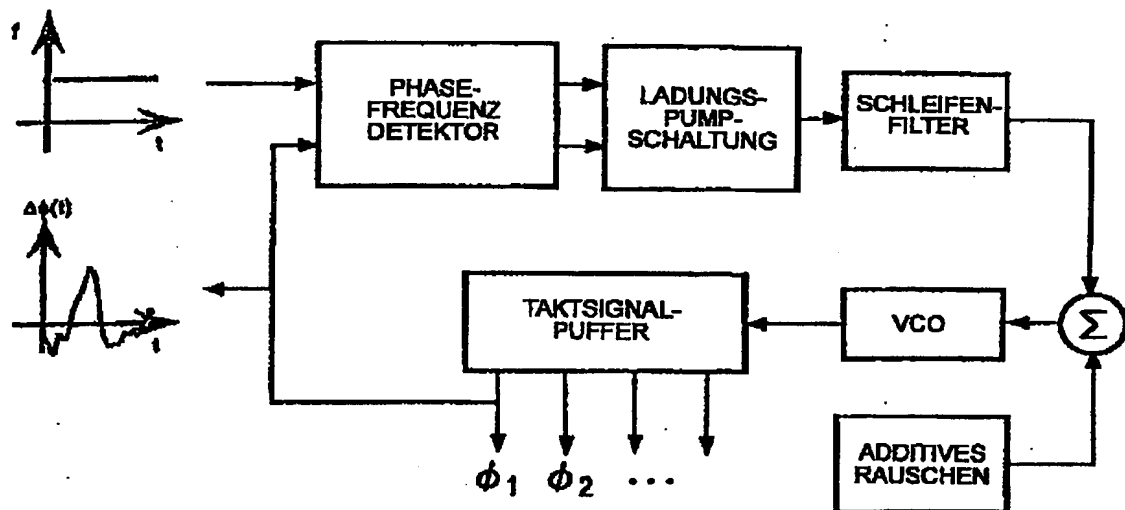


FIG. 51a

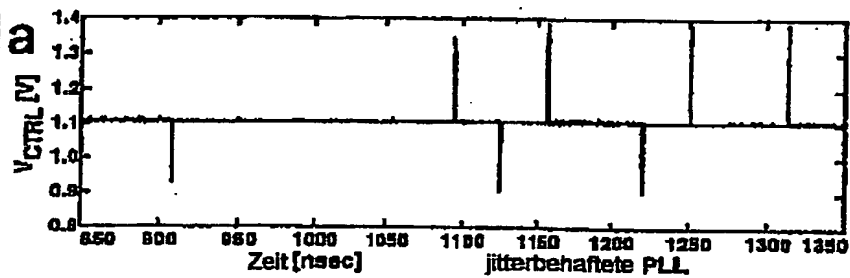


FIG. 51b

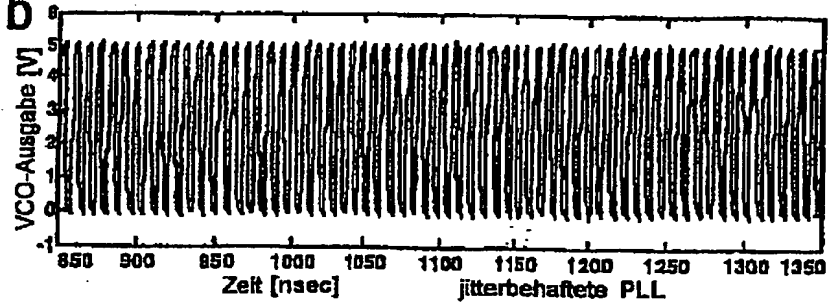


FIG. 52a

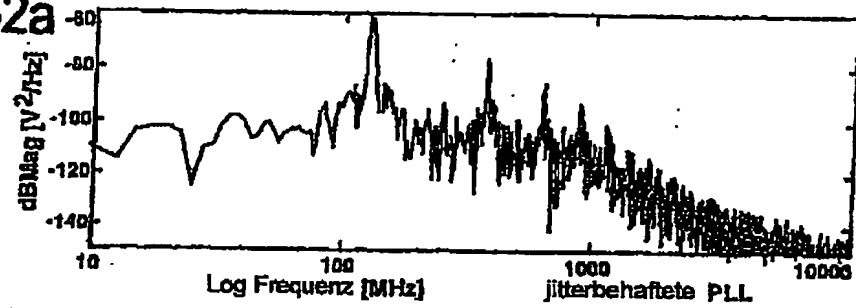


FIG. 52b

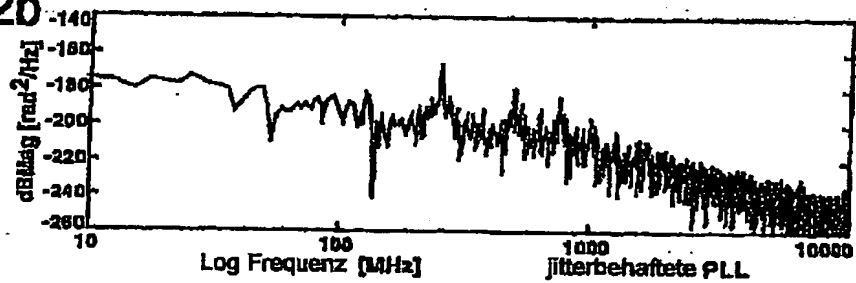


FIG. 53a

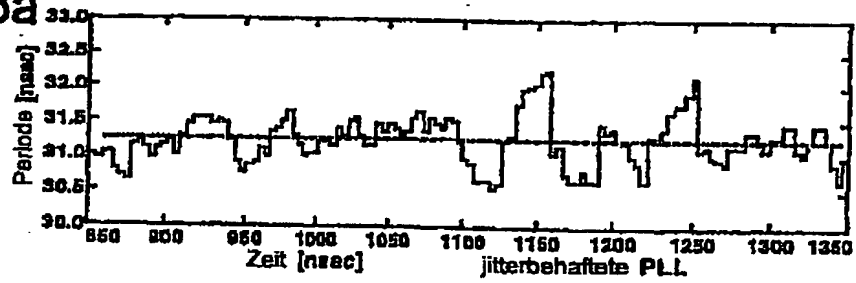


FIG. 53b

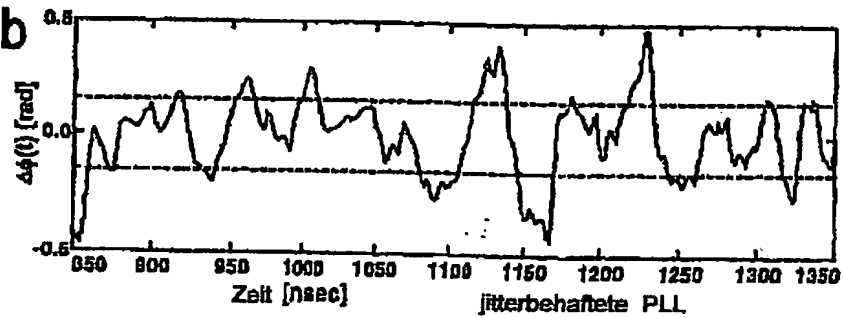


FIG. 54a

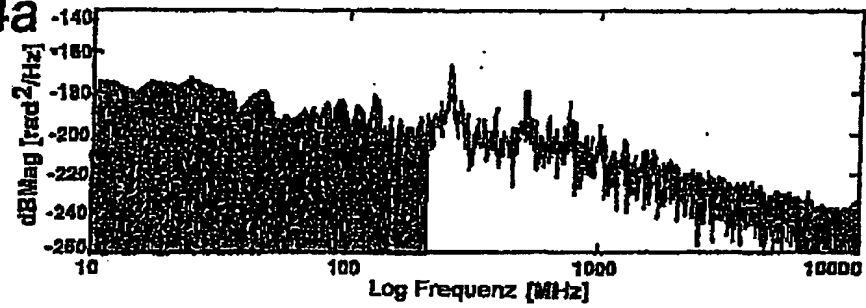


FIG. 54b

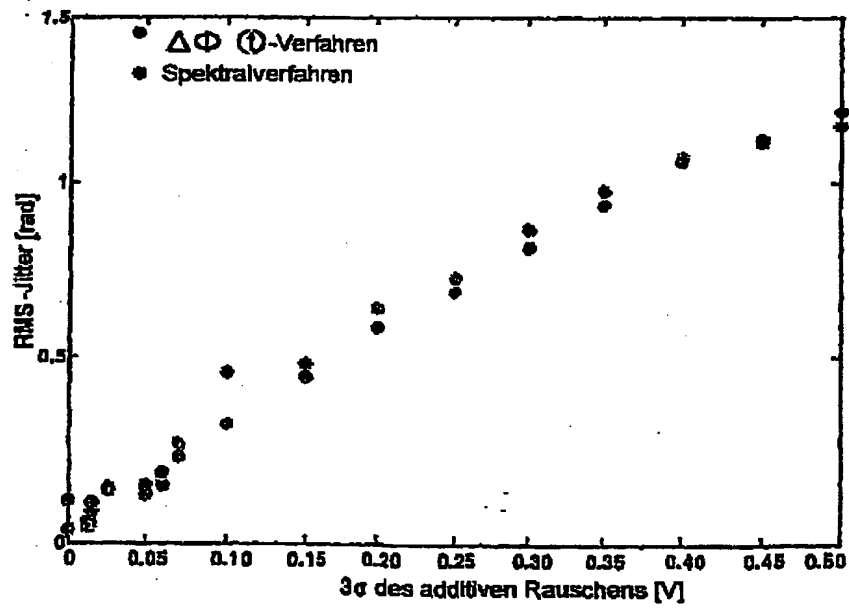
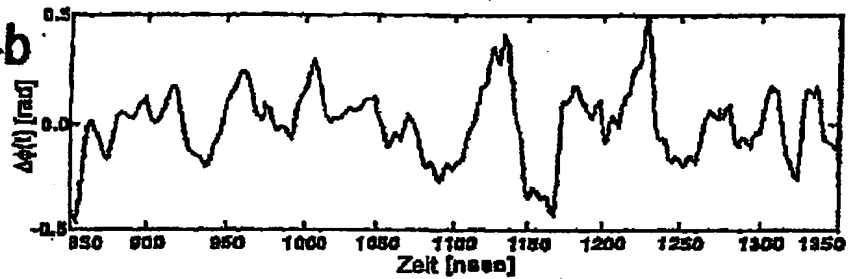
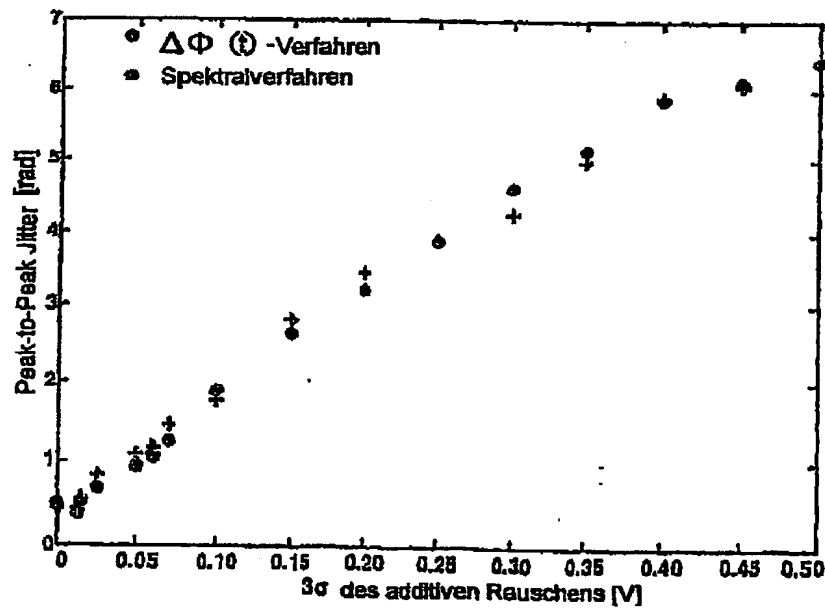
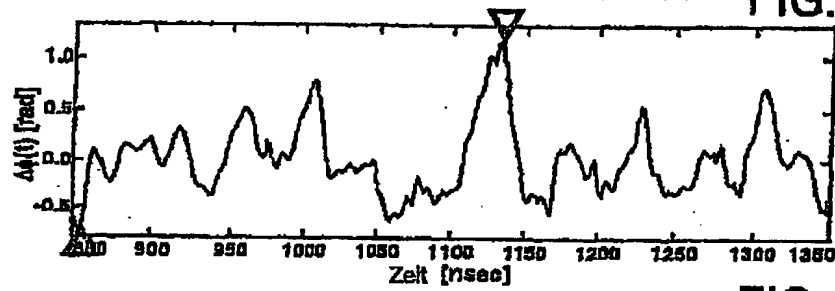
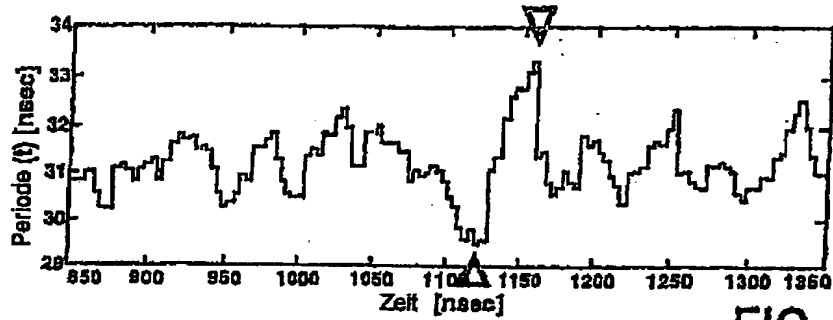


FIG. 55

96  
06.10.05 DE 100 80 443 T1

34/66

A0/70120 WO DE



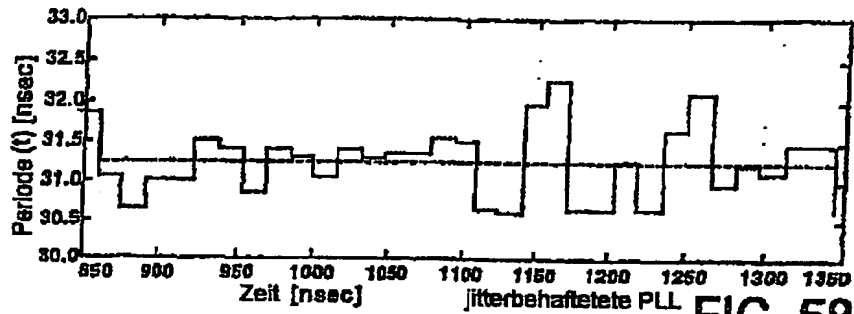


FIG. 58a

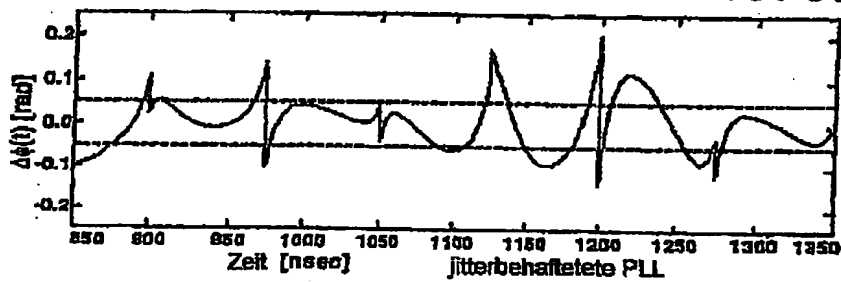


FIG. 58b

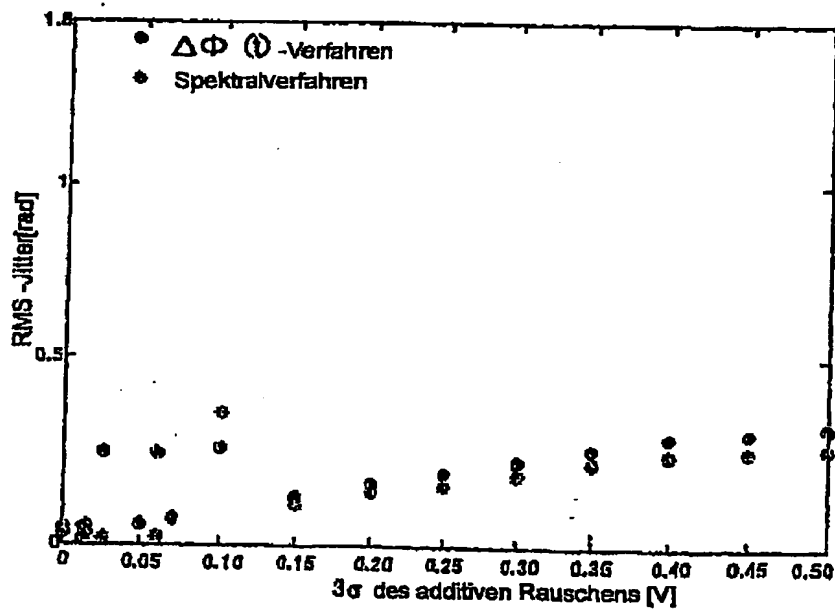


FIG. 59

28  
05.10.00 DE 100 80 443 T1  
36/66

A0/70120 WO DE

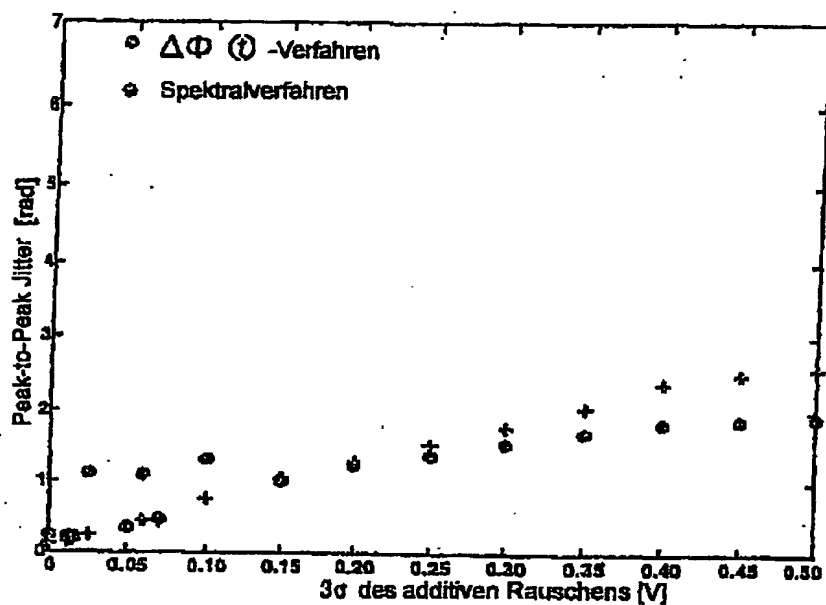


FIG. 60

FIG. 61a

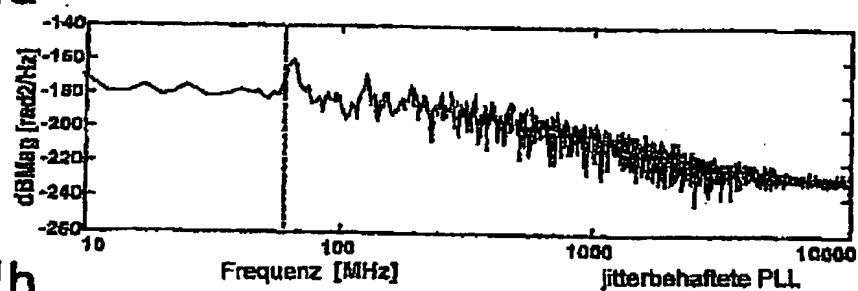
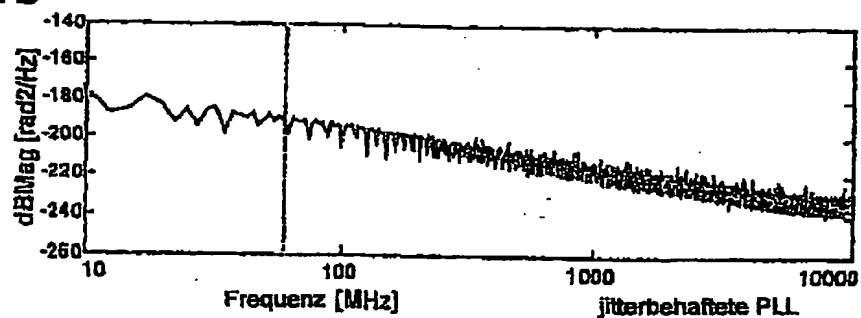


FIG. 61b





06.10.00 DE 100 80 443 T1  
37/66

A070120 WO DE

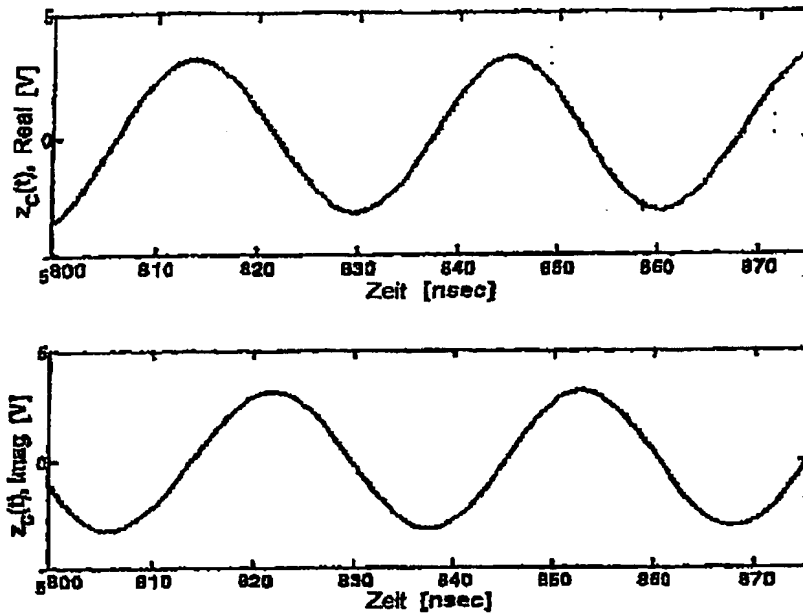


FIG.62

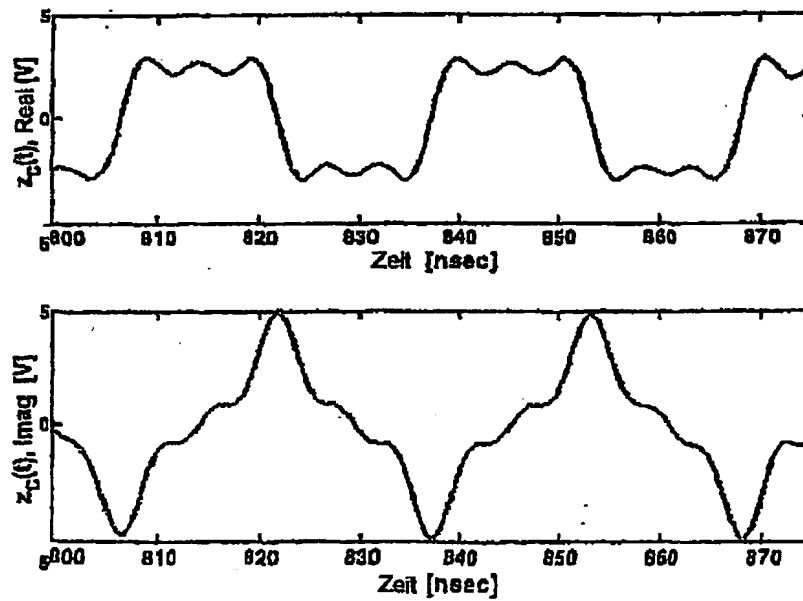


FIG. 63

100  
08.10.08 100 80 443 T1

38/66

A0/70120 WO DE

FIG. 64a

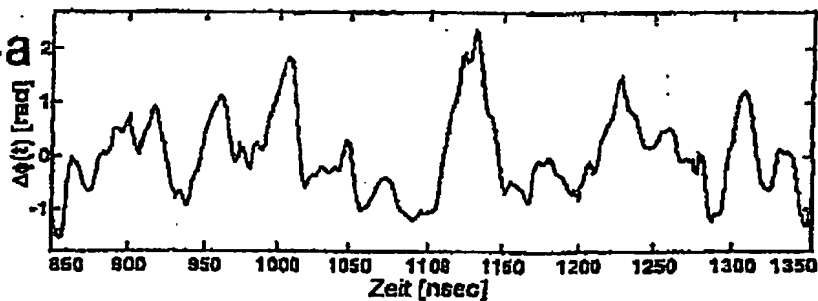


FIG. 64b

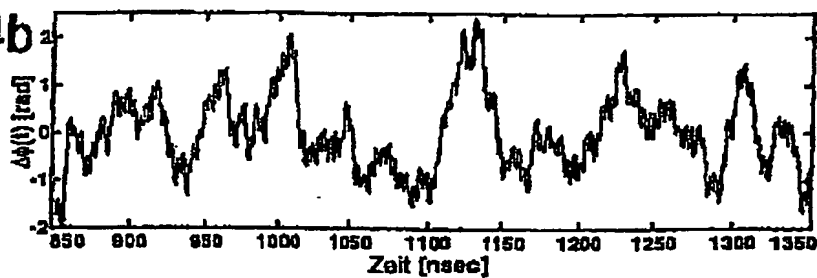


FIG. 65

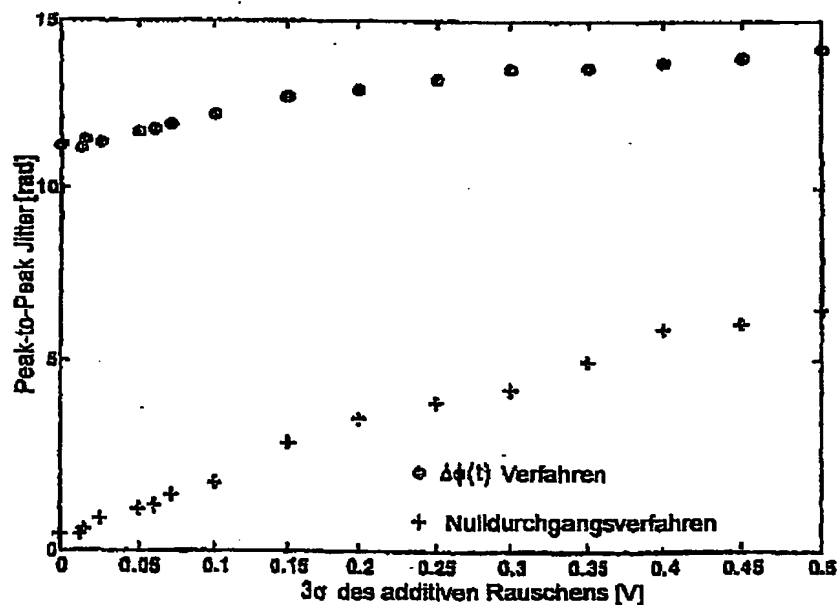


FIG. 66a

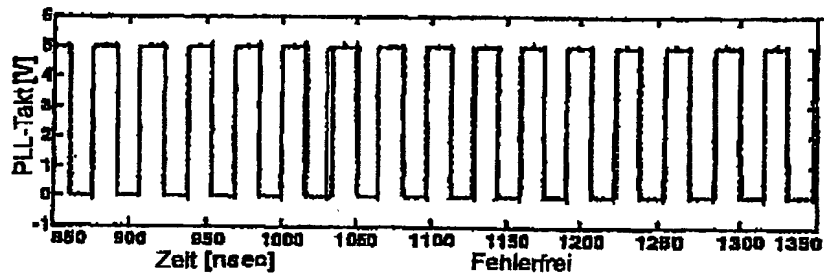
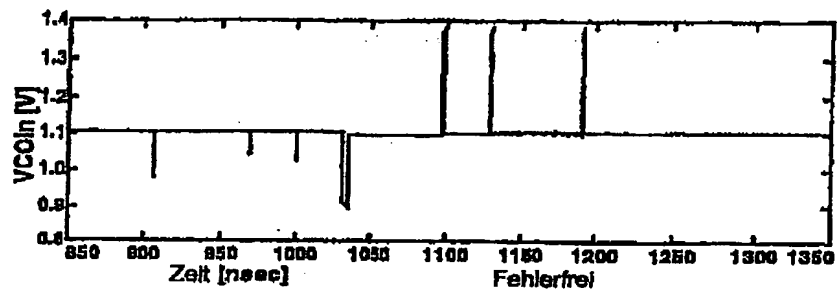


FIG. 66b

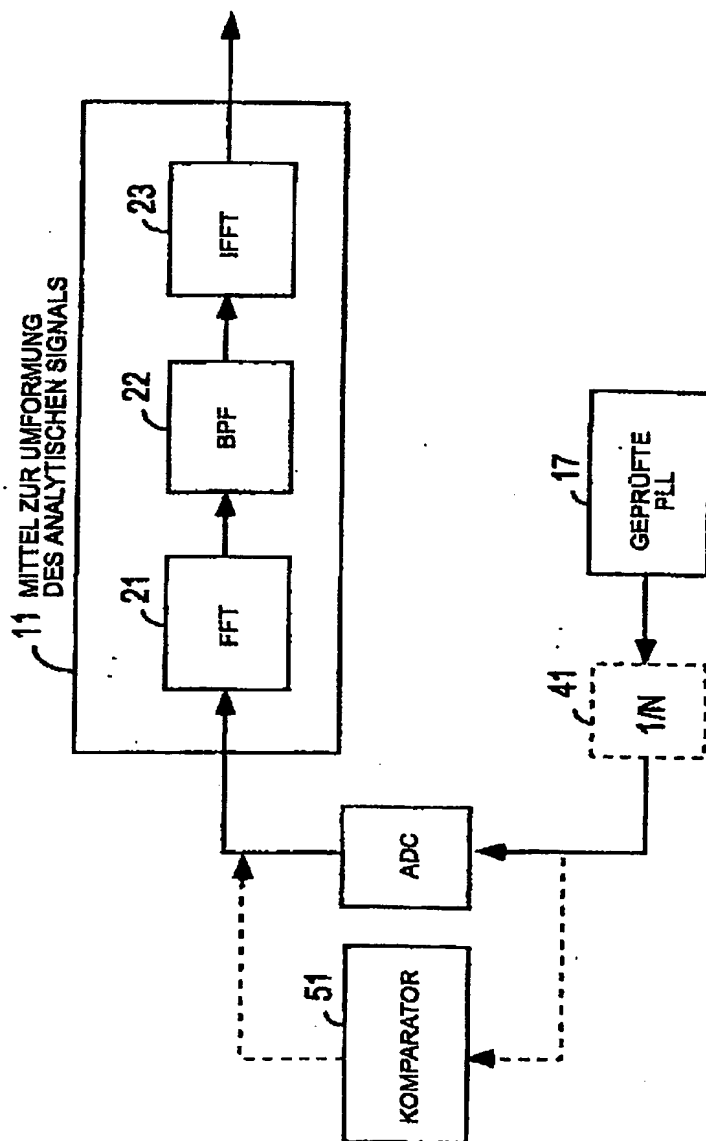


FIG. 67

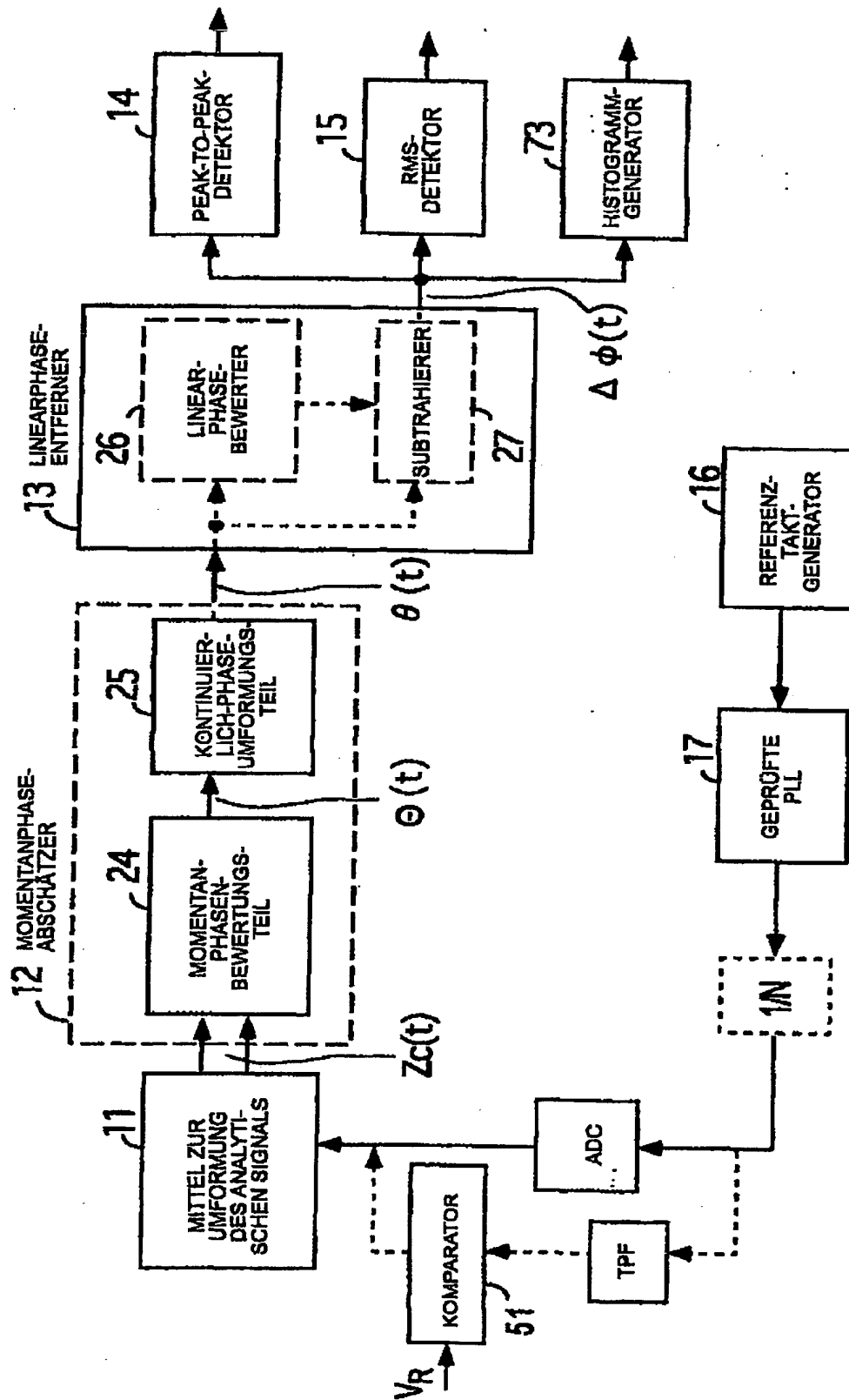


FIG. 68

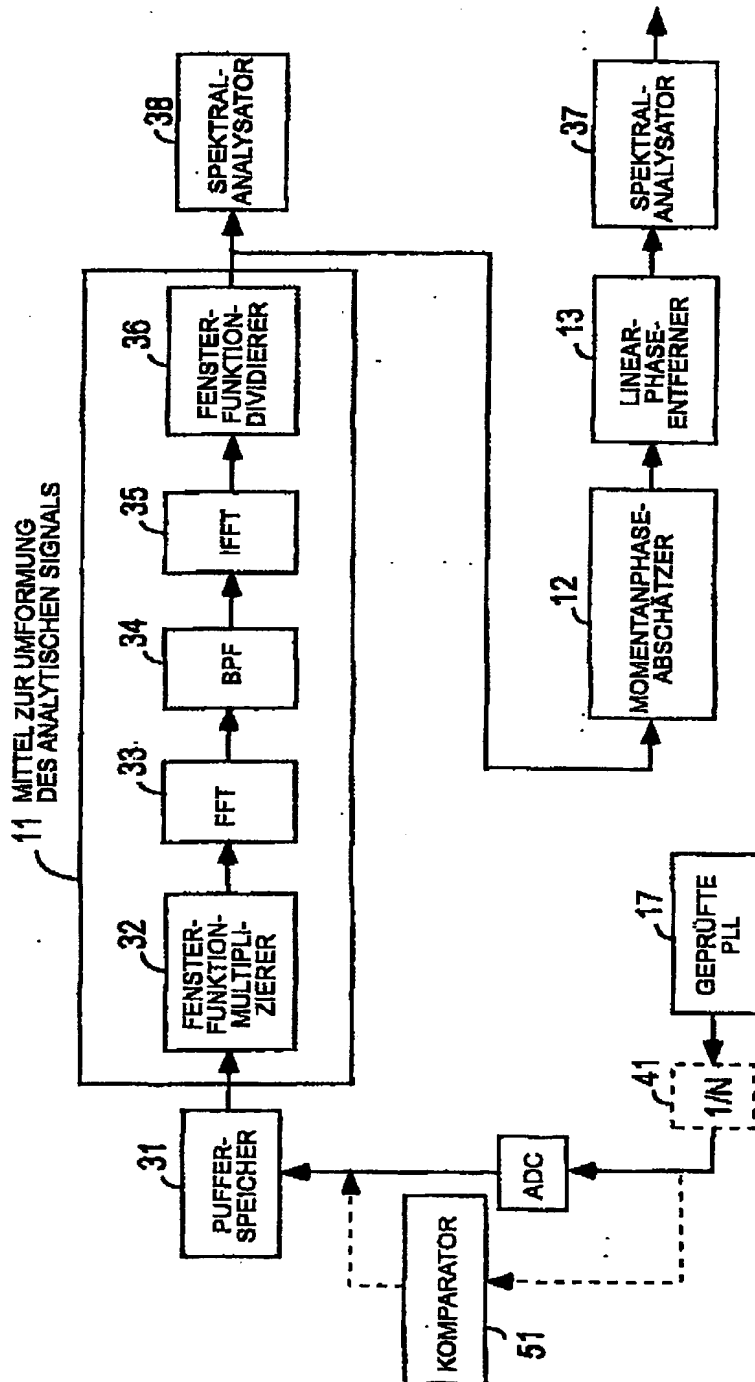


FIG. 69

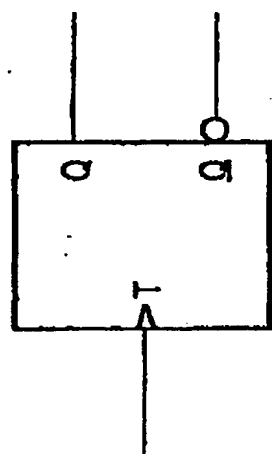


FIG. 70a

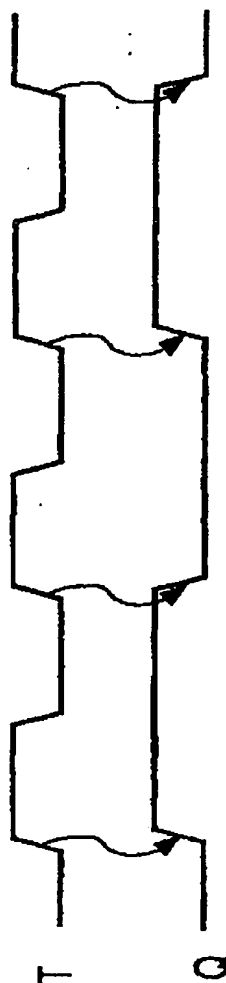


FIG. 70b

FIG. 71

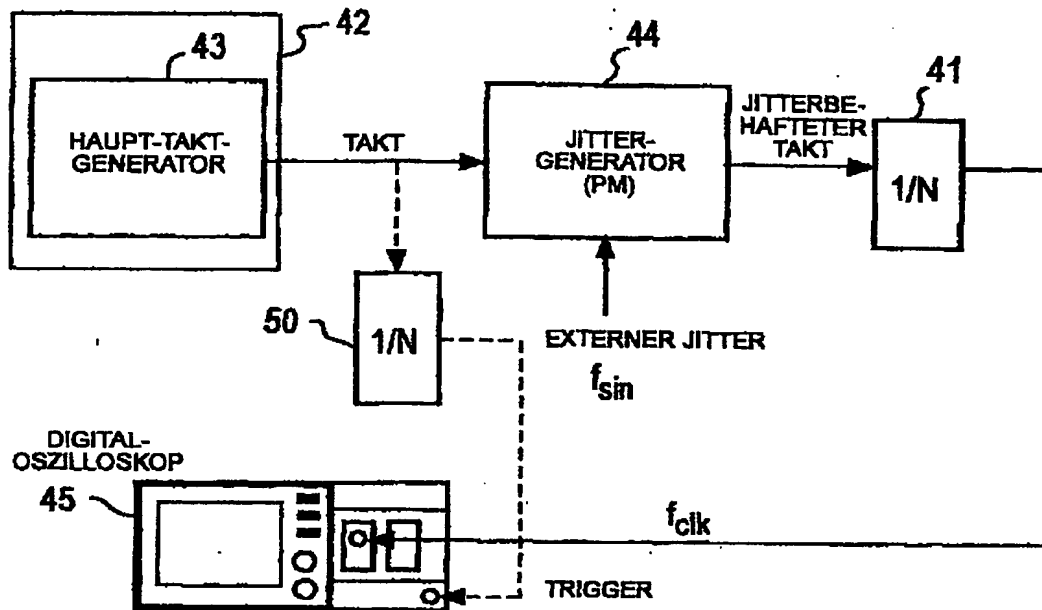


FIG. 72

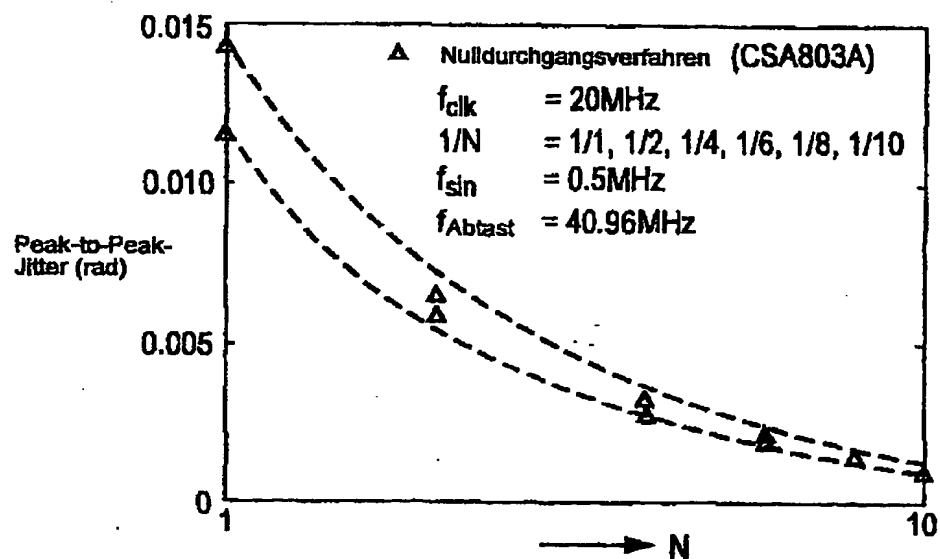




FIG. 73

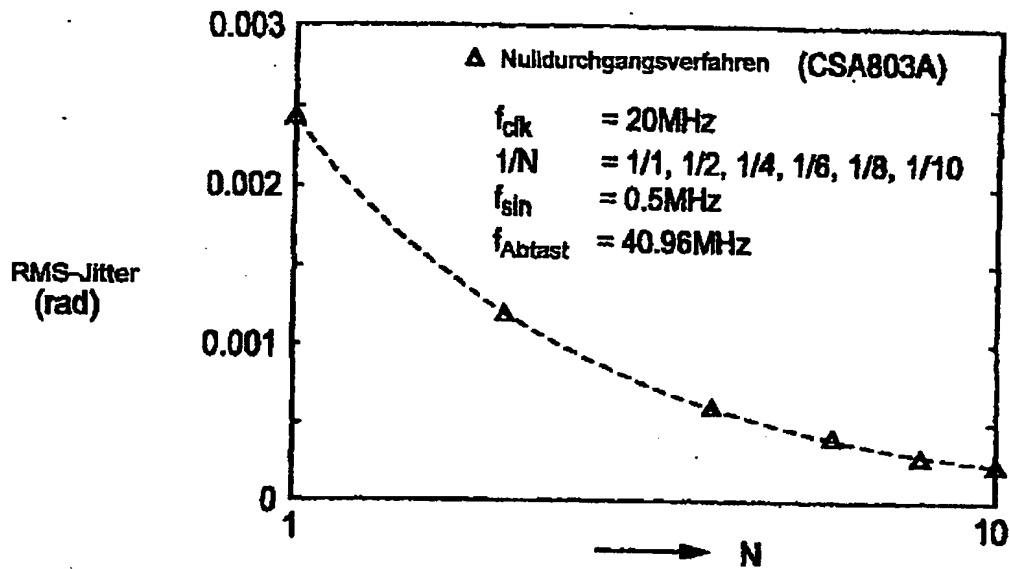


FIG. 74

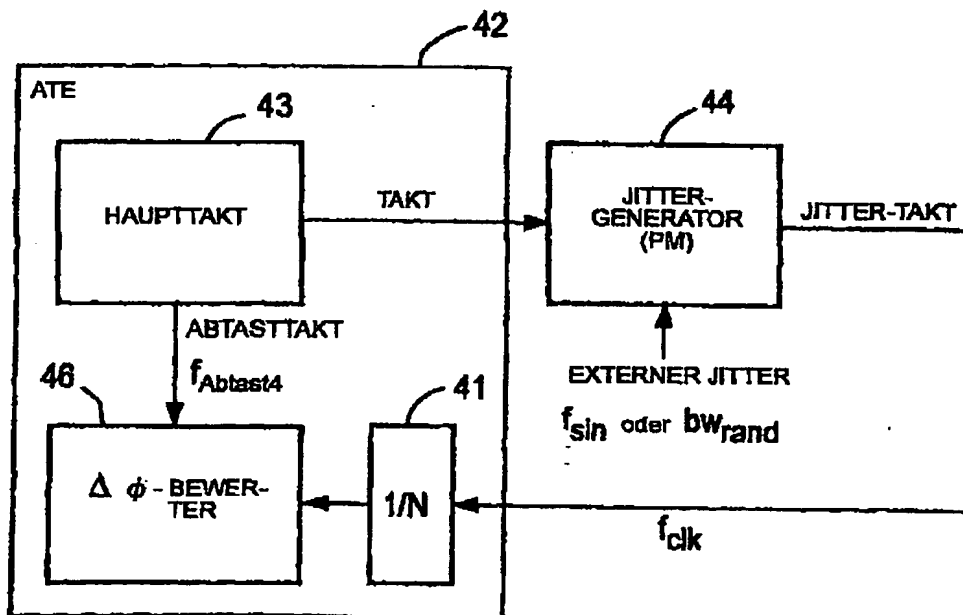


FIG. 75

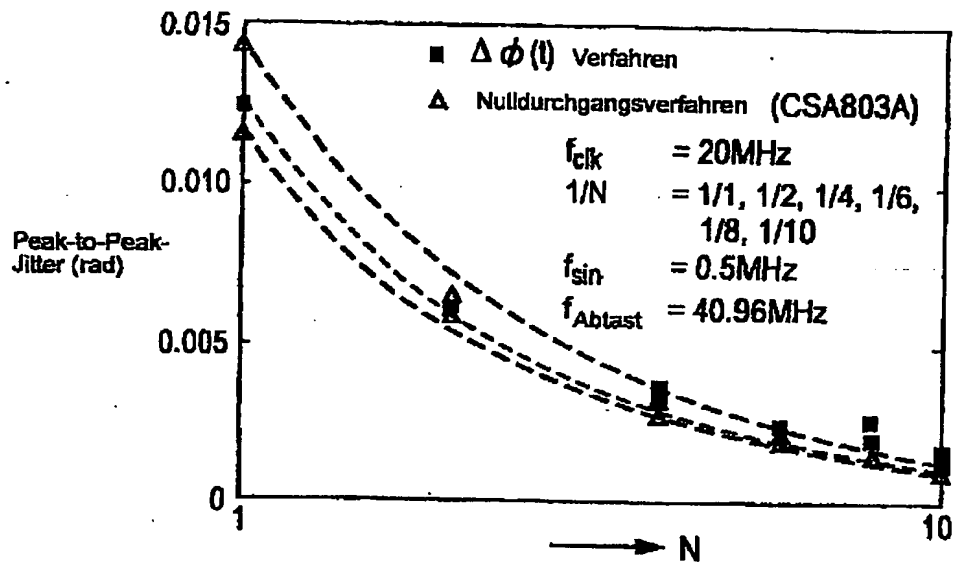


FIG. 76

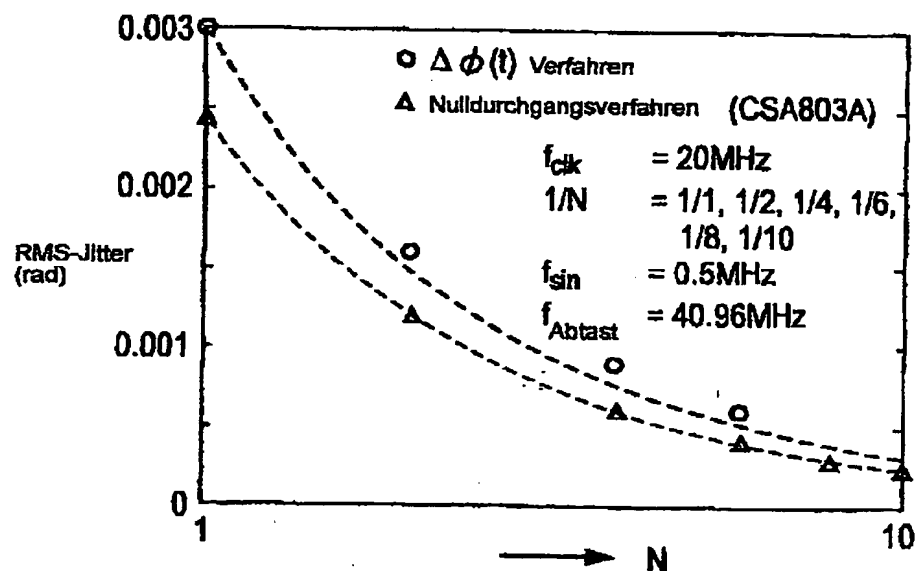


FIG. 77

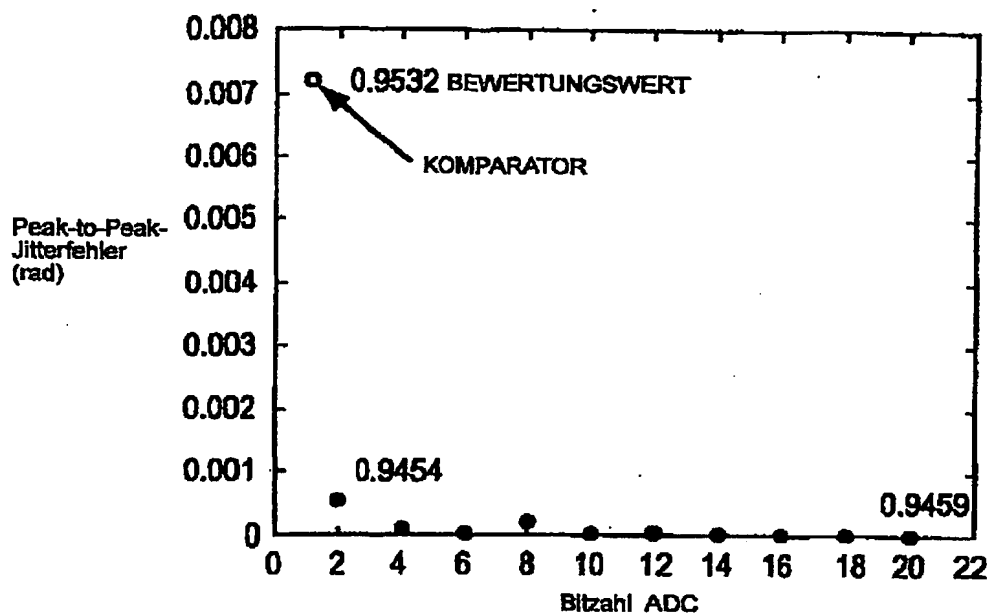


FIG. 78

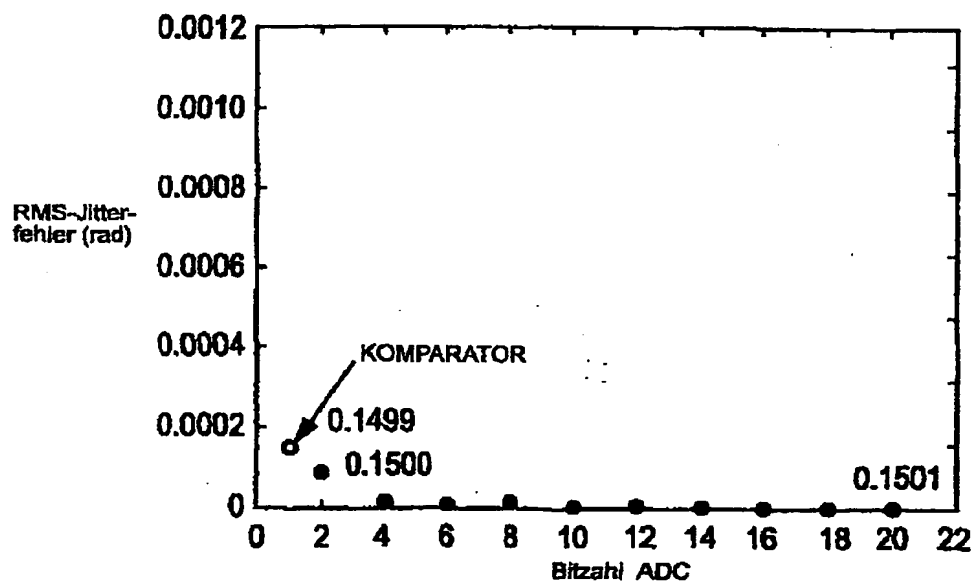


FIG. 79

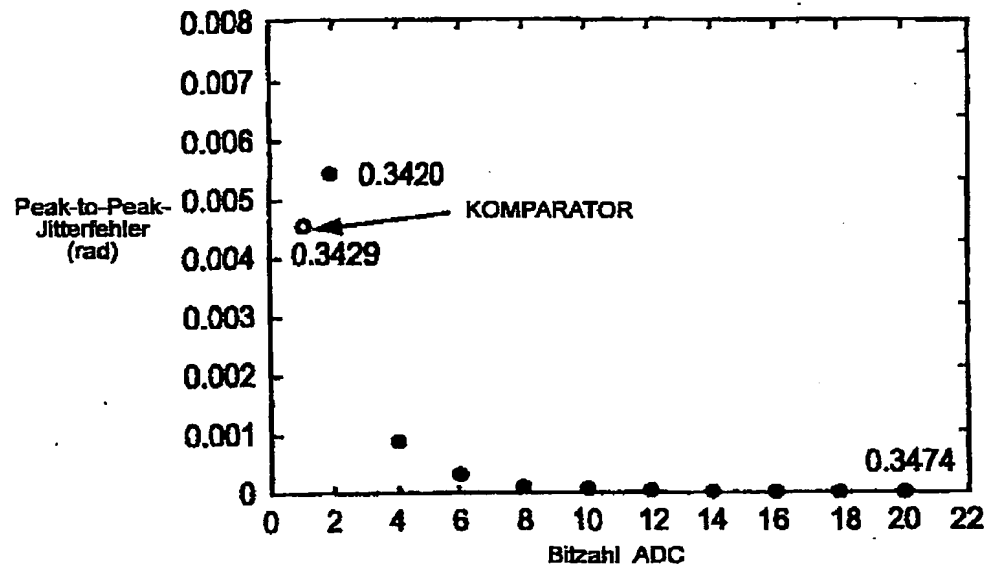
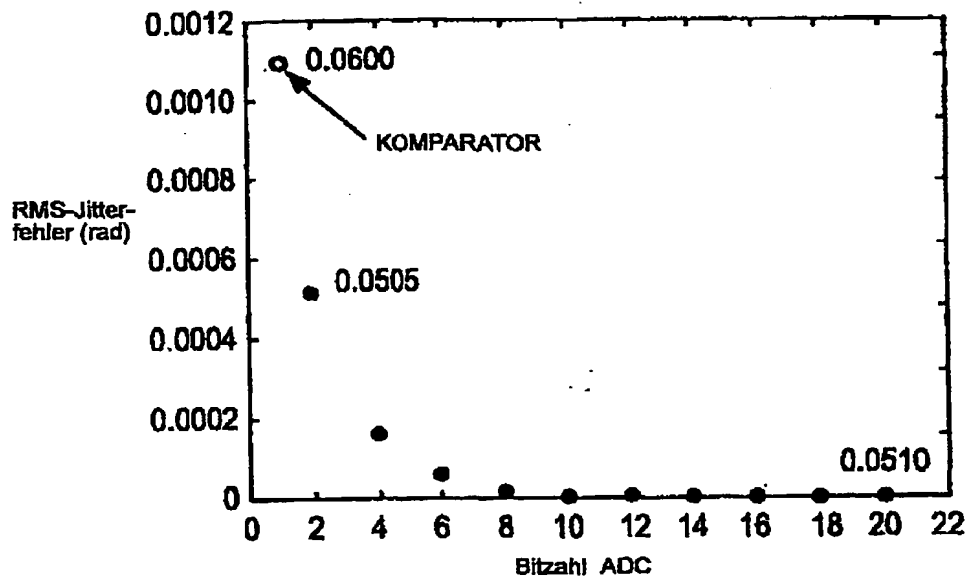


FIG. 80



111  
05.10.00 DE 100 80 443 T1

49/66

A070120 WO DE

FIG. 81a

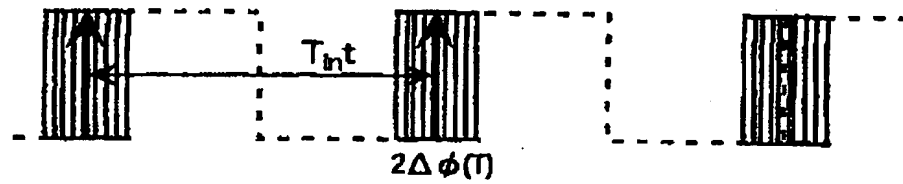
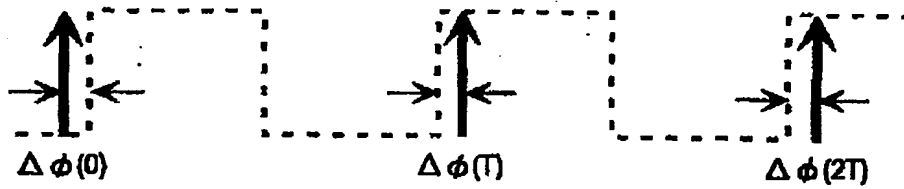


FIG. 81b



112

08.10.88

DE 100 80 443 T1

50/66

A0/70120 WO DE

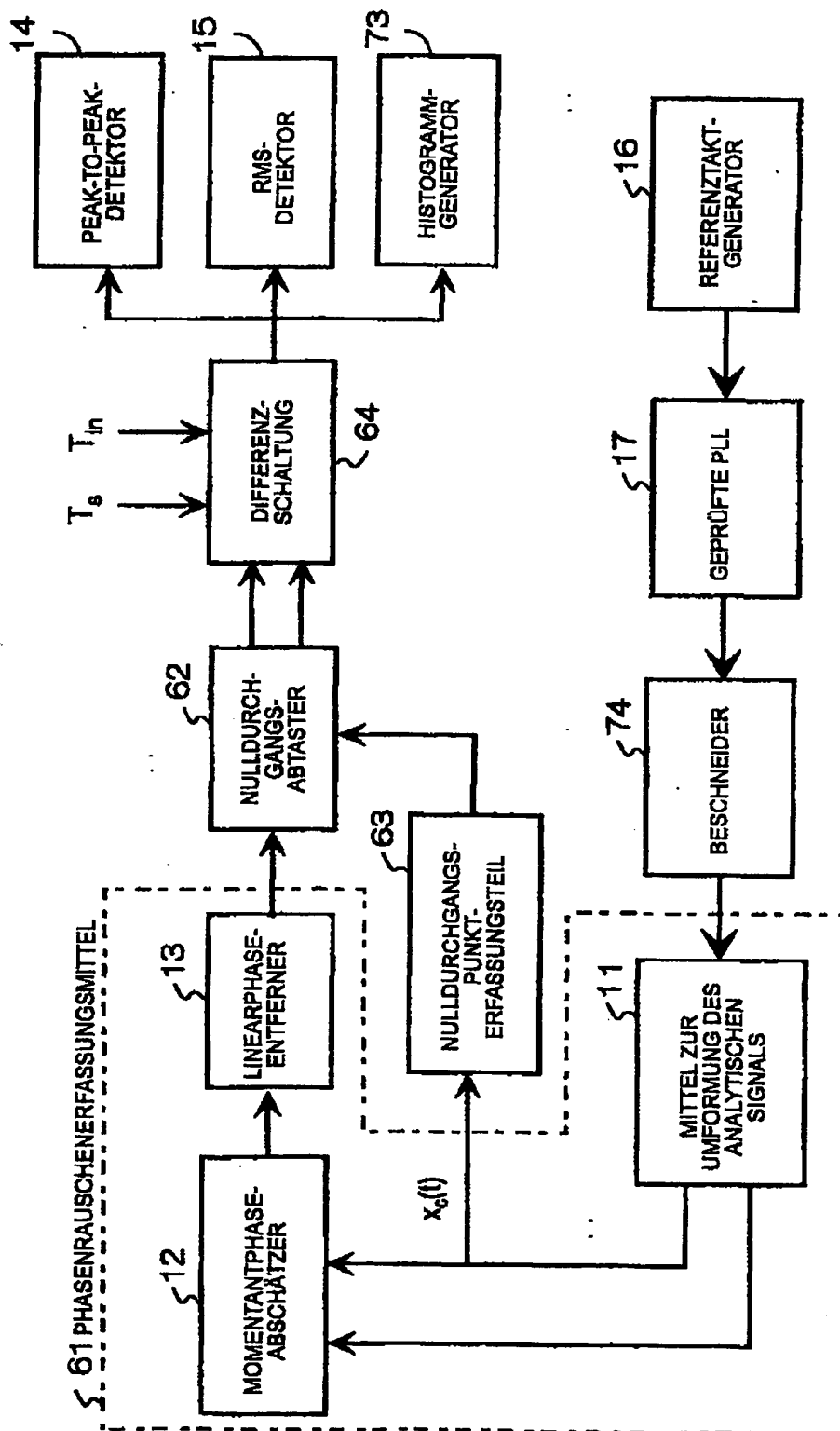


FIG. 82

M3  
08.10.00 DE 100 80 443 T1

51/66

A070120 WO DE

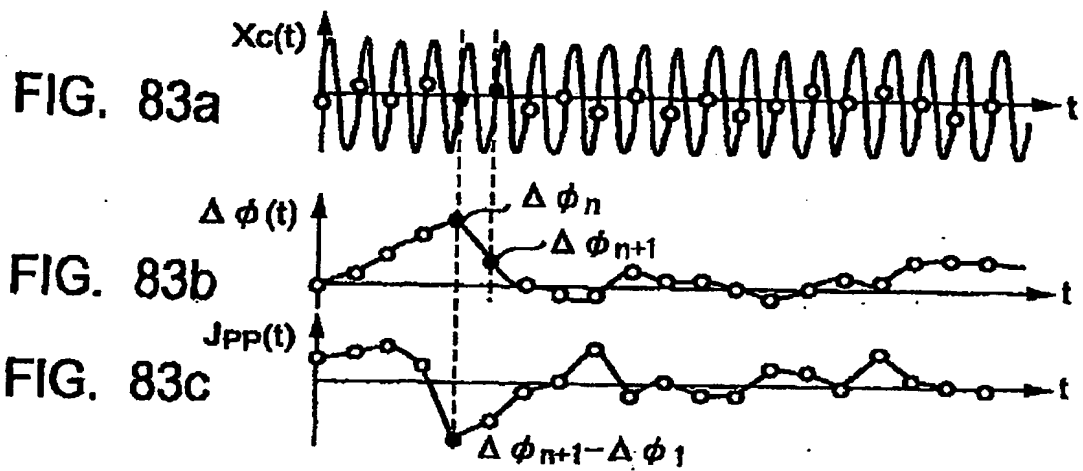


FIG. 84

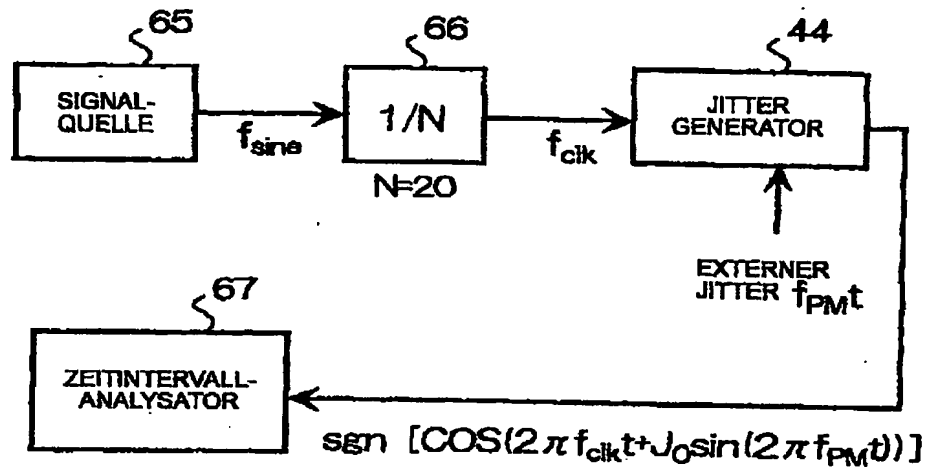
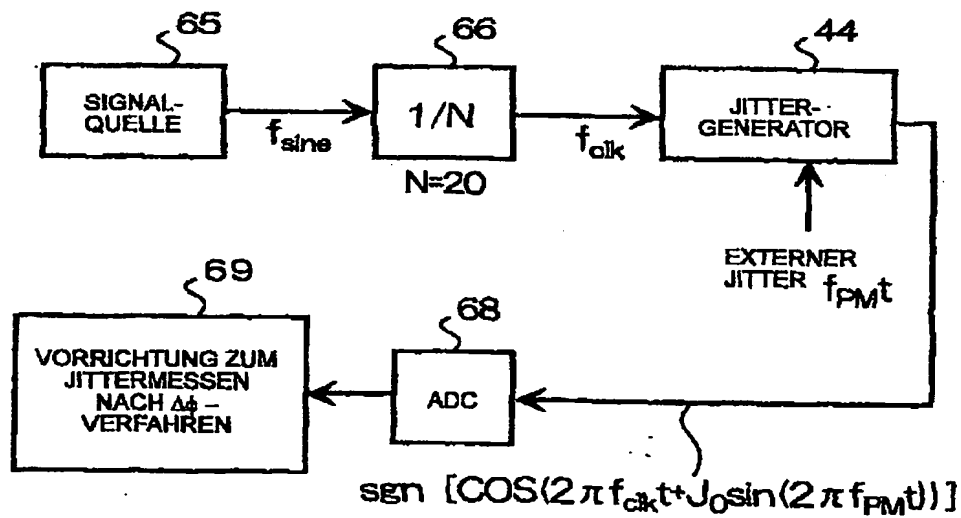


FIG. 85





115  
05.10.00 DE 100 80 443 T1

53/66

A0/70120 WO DE

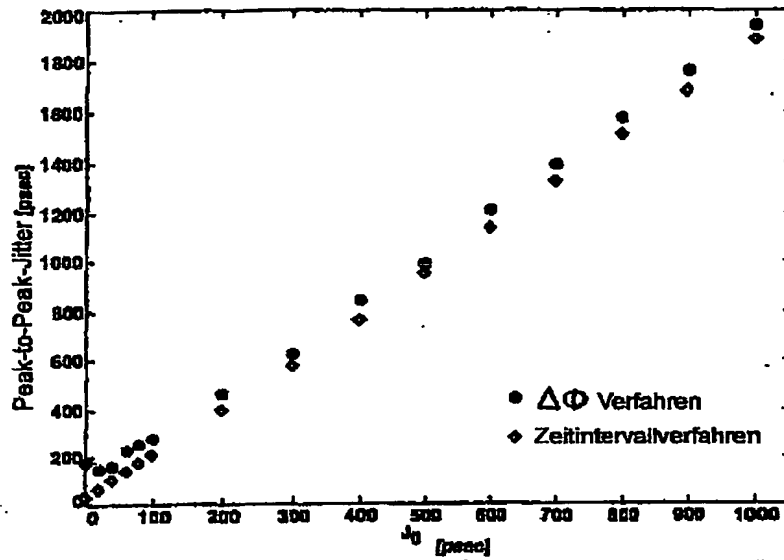


FIG. 86

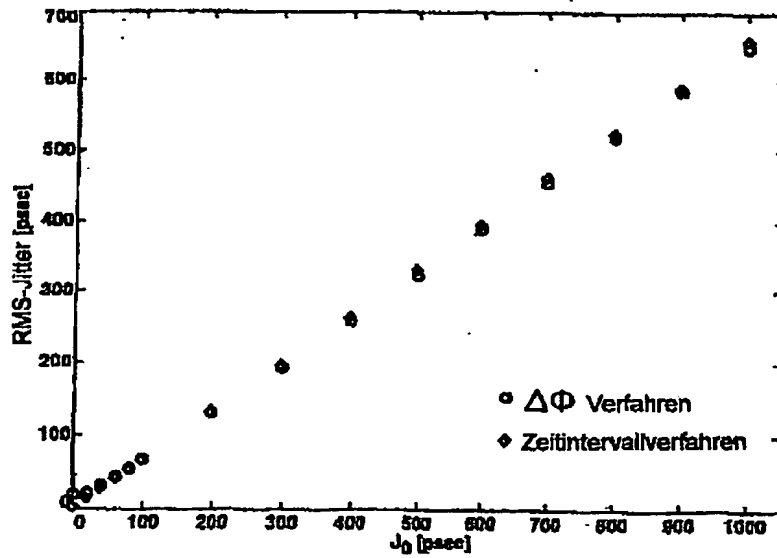


FIG. 87

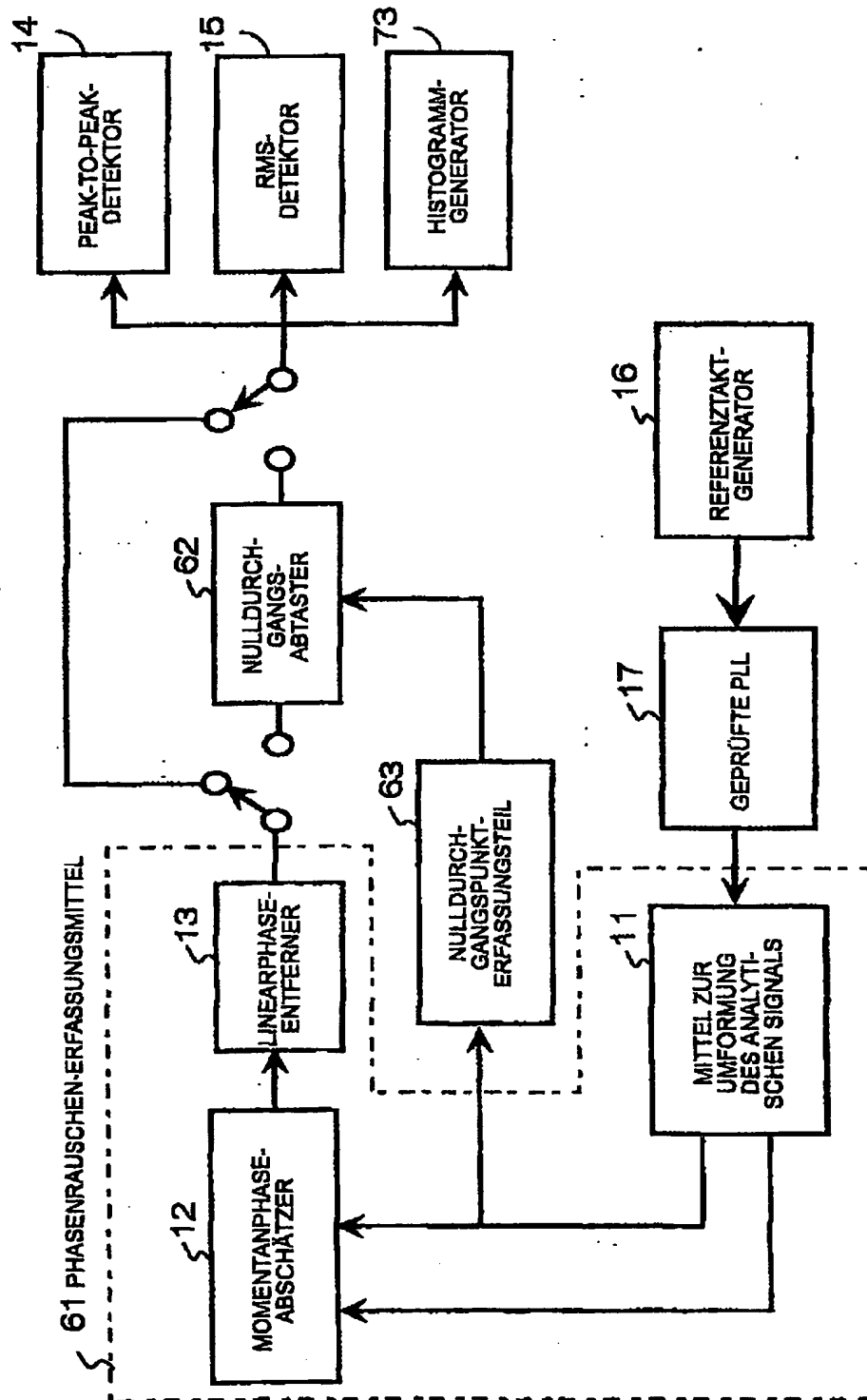


FIG. 88

117 DE 100 80 443 T1  
08.10.00

55/66

A0/70120 WO DE

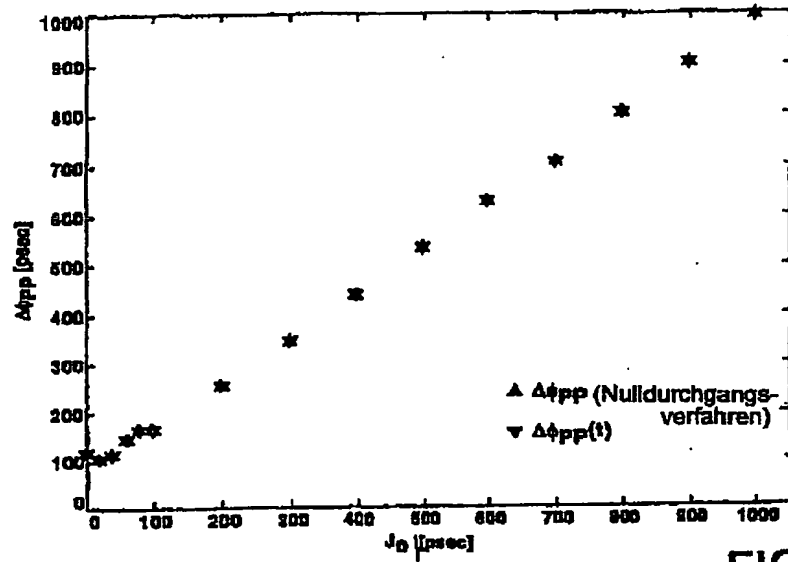


FIG. 89

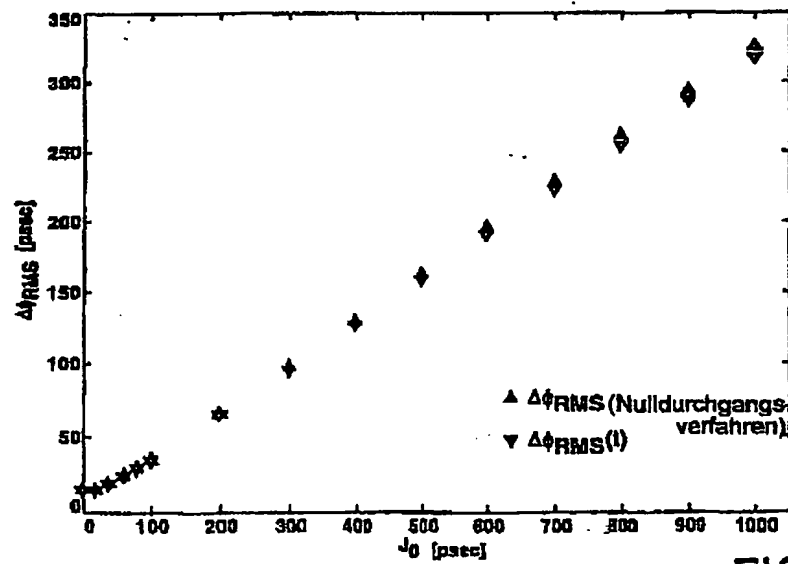


FIG. 90

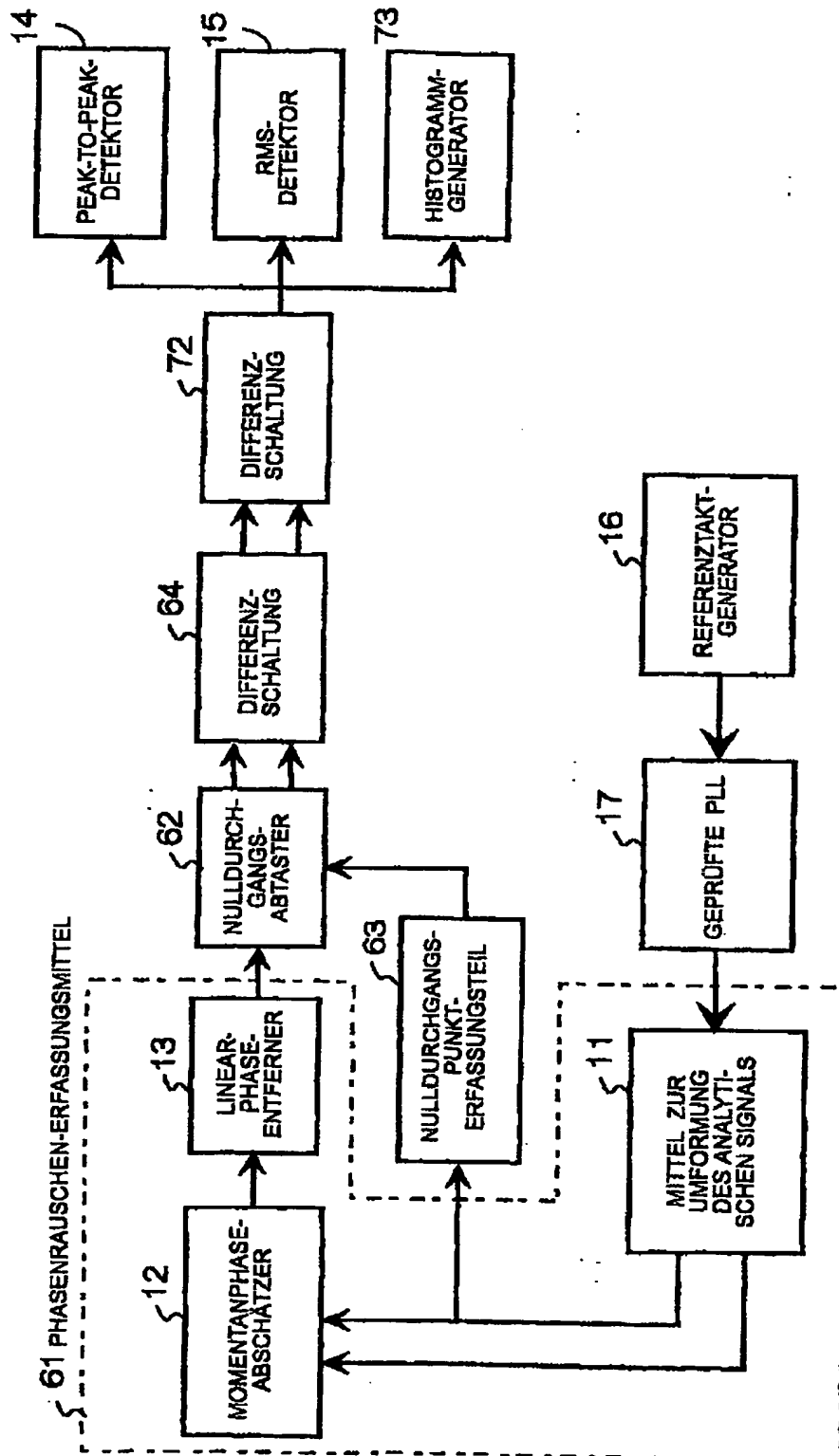


FIG. 91

119

05.10.00

DE 100 80 443 T1

57/66

A0/70120 WO DE

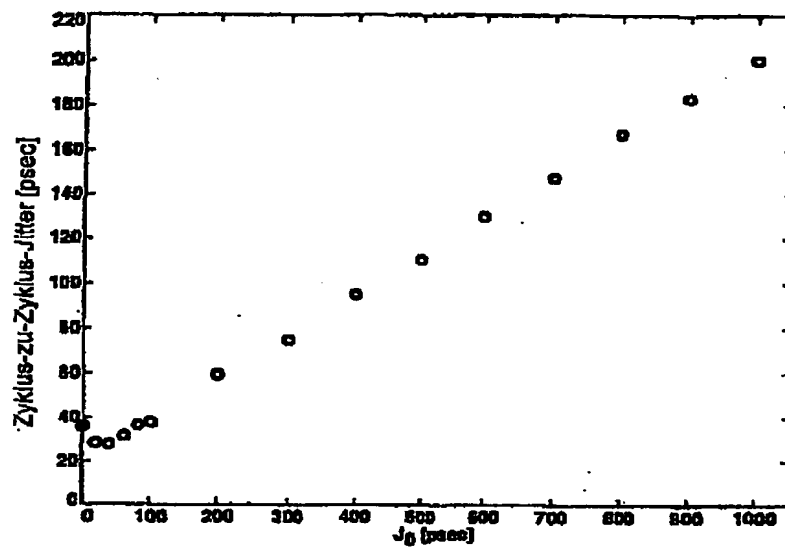


FIG. 92

120  
05.10.00 DE 100 80 443 T1

58/66

A0/70120 WO DE

FIG. 93

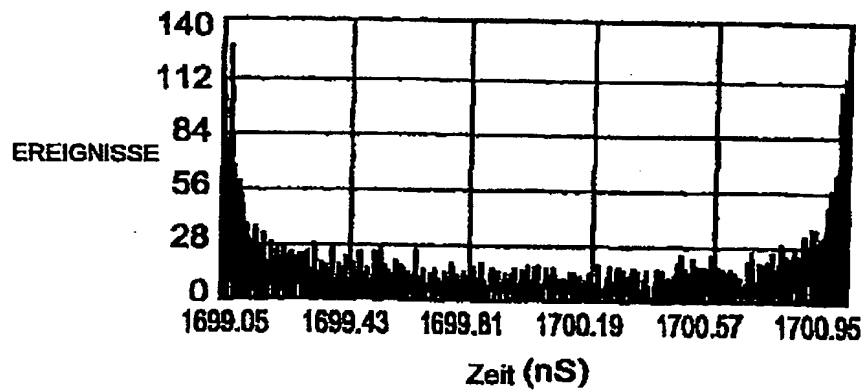
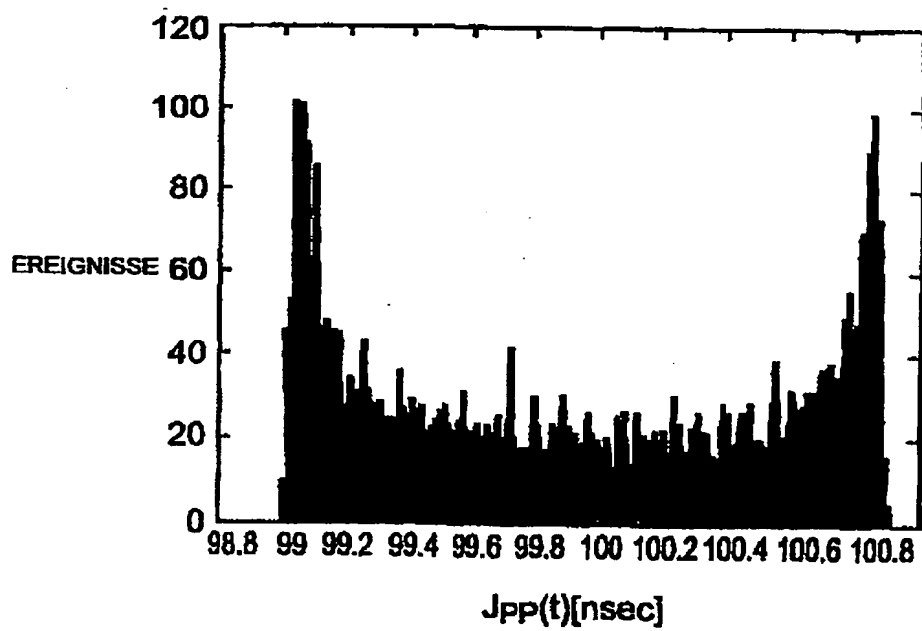


FIG. 94



121  
08 10 00 DE 100 80 443 T1  
59/66 A070120 WO DE

FIG. 95

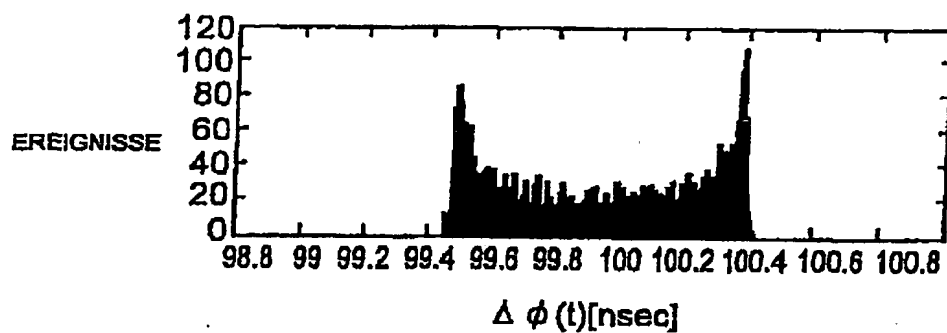
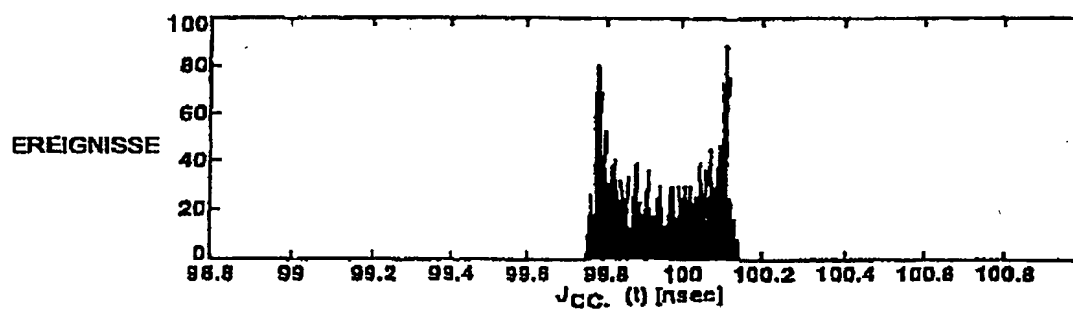


FIG. 96



122  
08.10.00 DE 100 80 443 T1  
60/66 A070120 WO DE

FIG. 97

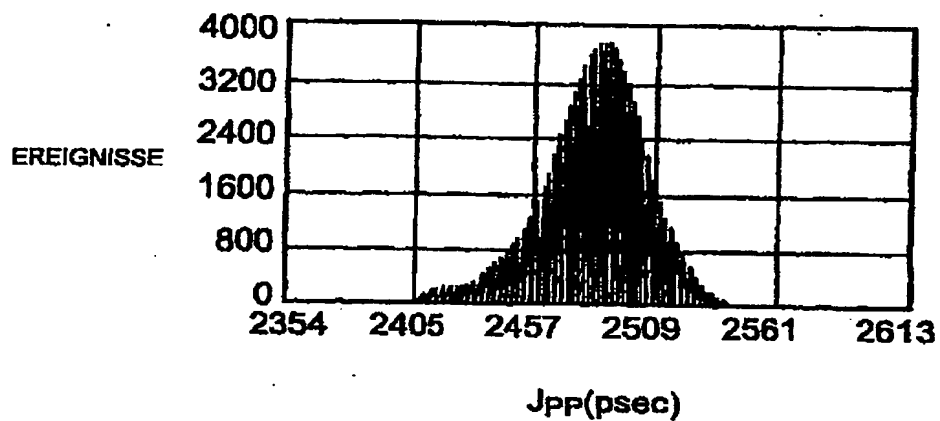
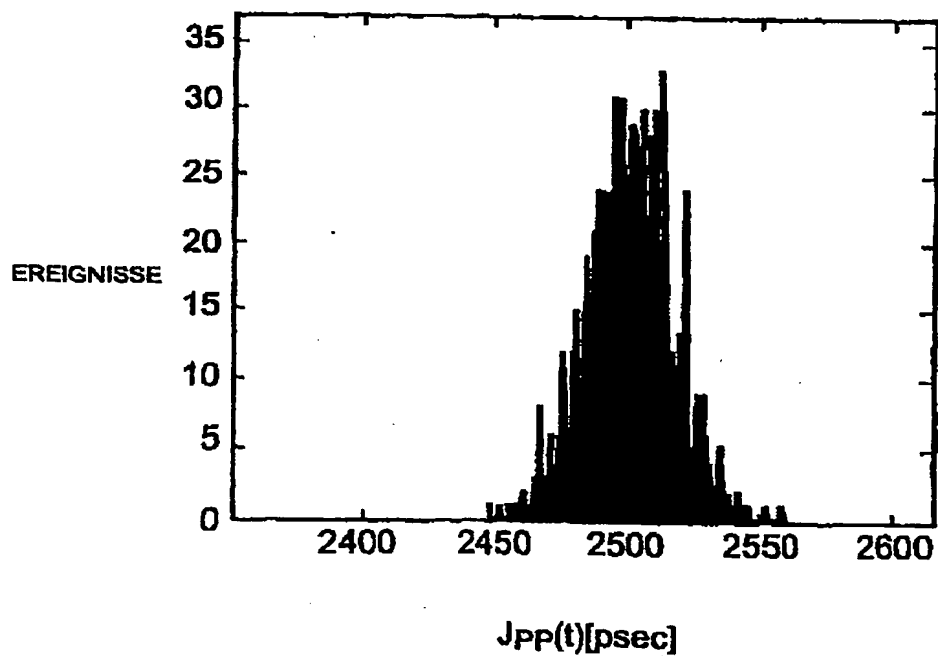


FIG. 98





123  
08.10.05 DE 100 80 443 T1

61/66

A0/70120 WO DE

FIG. 99a

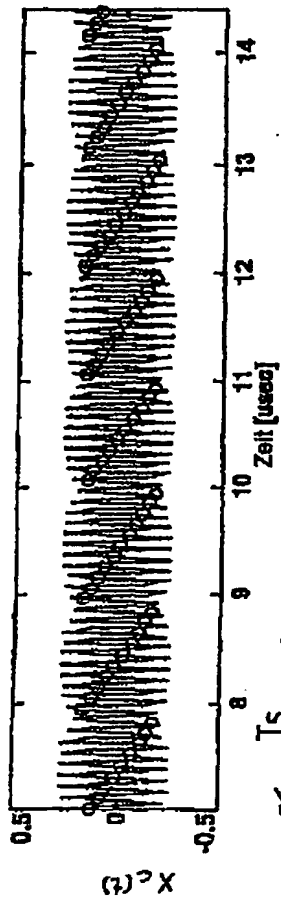


FIG. 99b

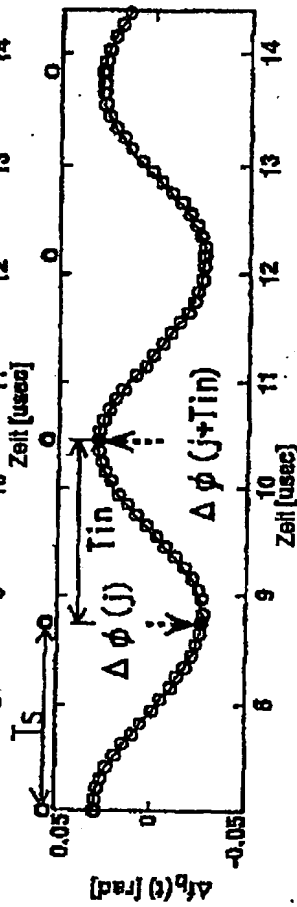
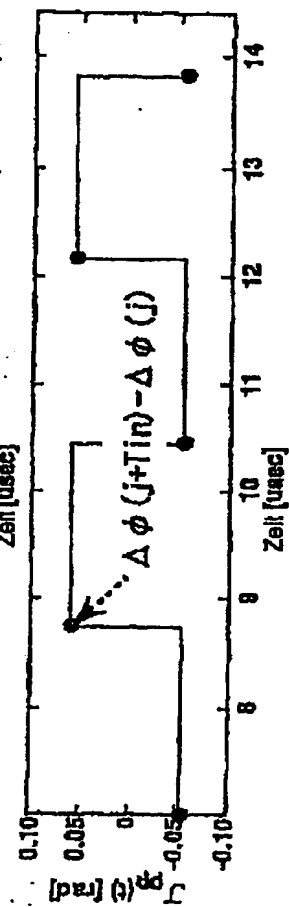


FIG. 99c



124  
08.10.00 DE 100 80 443 T1

62/66

A0/70120 WO DE

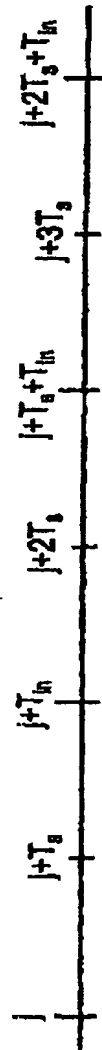


FIG. 100a

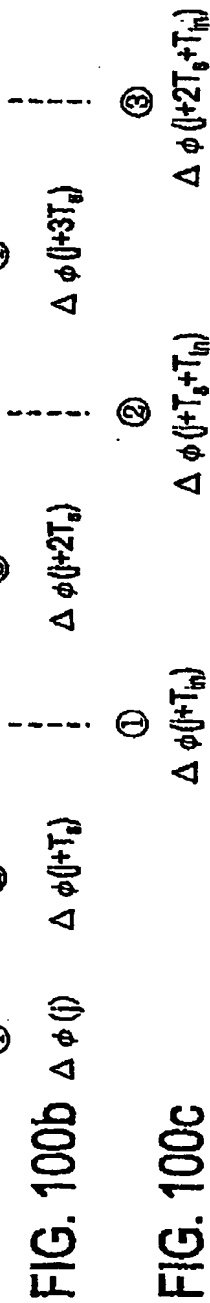


FIG. 100b

FIG. 100c



FIG. 100d

FIG. 101a

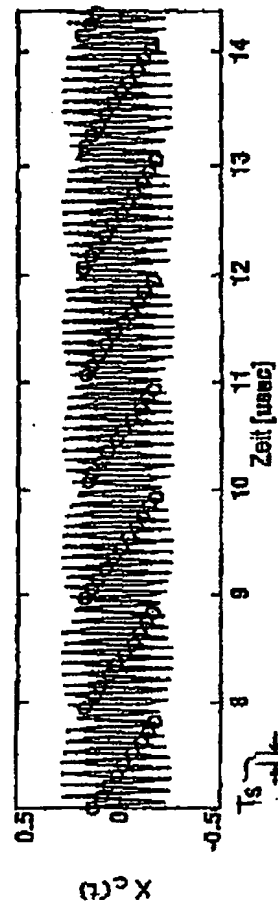


FIG. 101b

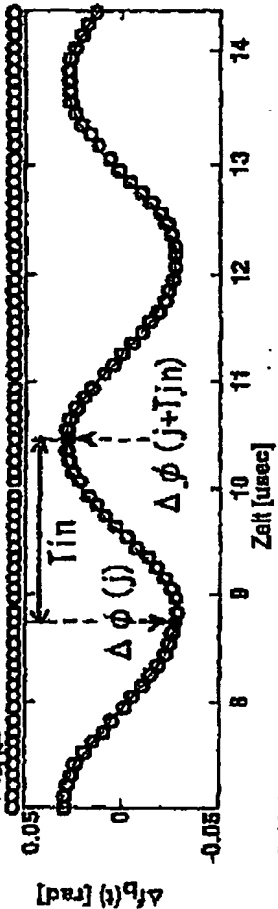
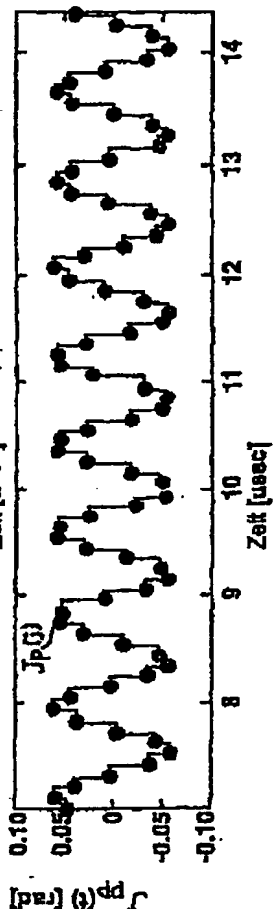


FIG. 101c



126  
08 10 00 DE 100 80 443 T1  
64/66 A070120 WO DE

FIG. 102a

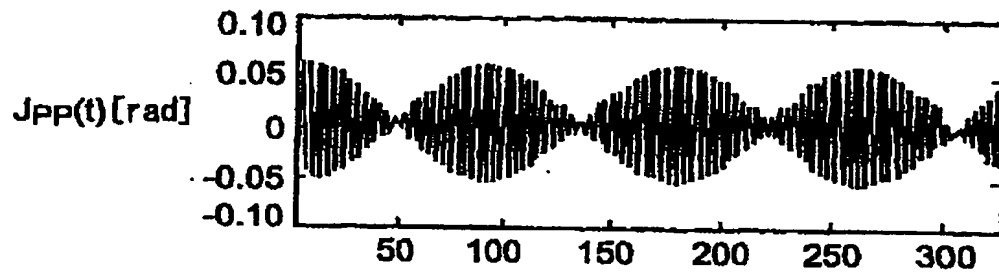


FIG. 102b

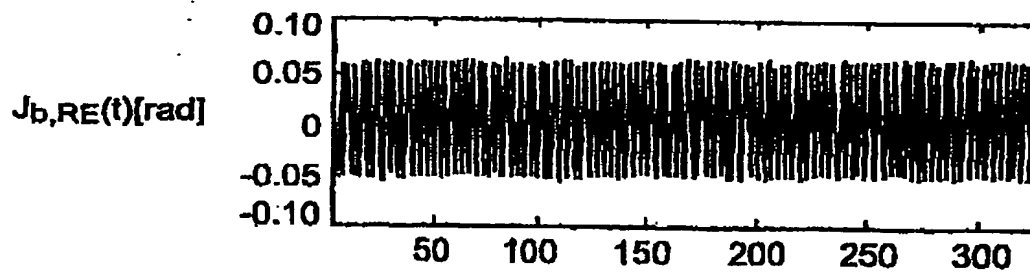


FIG. 103a

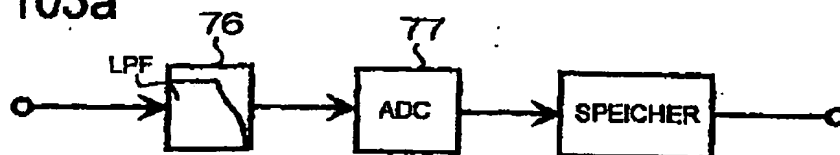


FIG. 103b

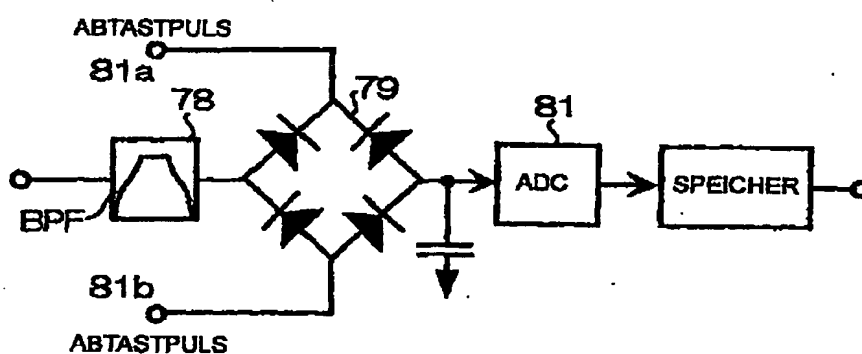


FIG. 104a

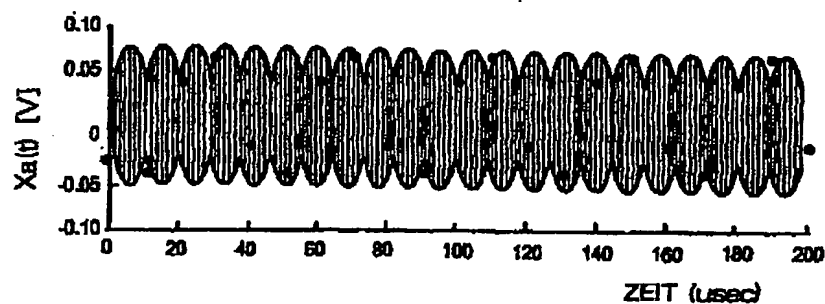


FIG. 104b

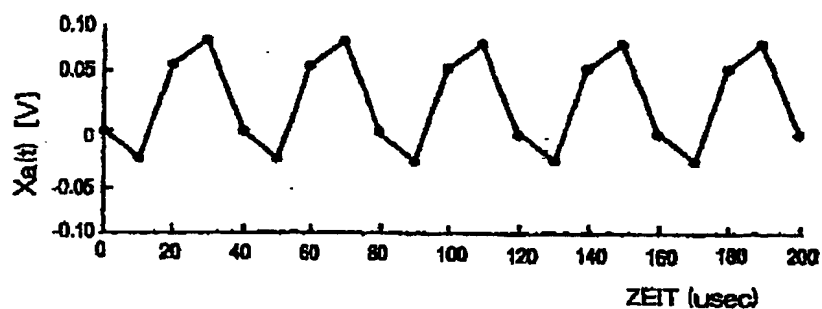


FIG. 105a

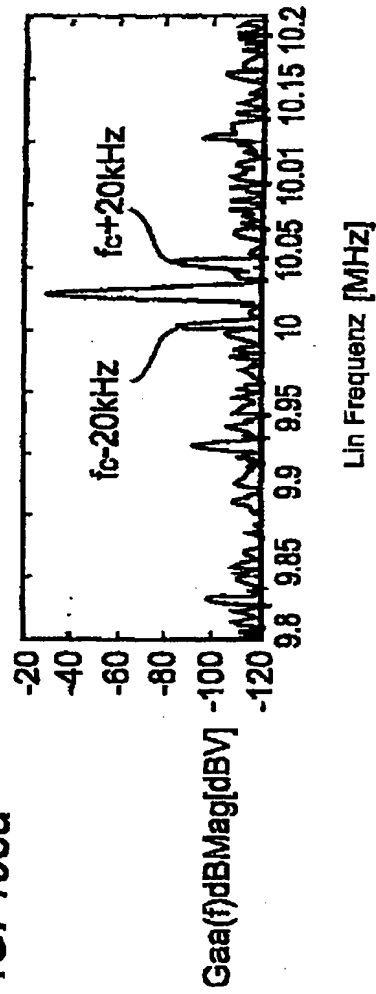
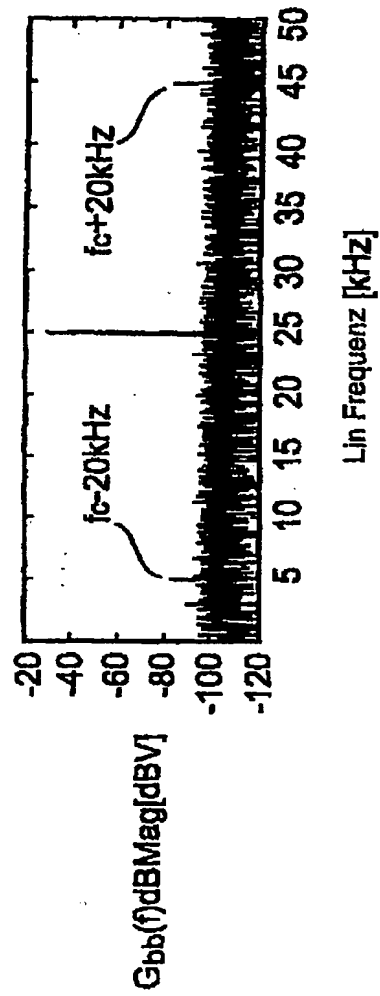


FIG. 105b



## APPARATUS FOR AND METHOD OF MEASURING A JITTER

### CROSS-REFERENCE TO RELATED APPLICATIONS

This application is a continuation-in-part application of U. S.  
5 Patent Application Serial No. 09/246,458 filed on February 8, 1999.

### BACKGROUND OF THE INVENTION

#### 1. Field of the Invention


10 The present invention relates to an apparatus for and a method of measuring a jitter in a microcomputer. More particularly, the present invention relates to an apparatus for and a method of measuring a jitter in a clock generating circuit used in a microcomputer.

#### 15 2. Description of the Related Art

In the past thirty years, the number of transistors on a VLSI (very large scale integrated circuit) chip has been exponentially increasing in accordance with Moore's law, and the clock frequency of a microcomputer has also been exponentially increasing in  
20 accordance with Moore's law. At present time, the clock frequency is about to exceed the limit of 1.0 GHz. (For example, see: Naoaki Aoki, H.P.Hofstee, and S.Dong; "GHz MICROPROCESSOR", INFORMATION PROCESSING vol. 39, No. 7, July 1998.) Fig. 1 is a graph showing a progress of clock period in a microcomputer  
25 disclosed in Semiconductor Industry Association: "The National Technology Roadmap for Semiconductors, 1997". In Fig. 1, an RMS jitter (root-mean-square jitter) is also plotted.

In a communication system, a carrier frequency and a carrier phase, or symbol timing are regenerated by applying non-linear

operations to a received signal and by inputting the result of the non-linear process to a phase-locked loop (PLL) circuit. This regeneration corresponds to the maximum likelihood parameter estimation. However, when a carrier or a data cannot correctly be regenerated from the received signal due to an influence of a noise or the like, a retransmission can be requested to the transmitter. In a communication system, a clock generator is formed on a separate chip from the other components. This clock generator is formed on a VLSI chip using a bipolar technology, GaAs technology or a CMOS technology.

In each of many microcomputers, an instruction execution is controlled by a clock signal having a constant period. The clock period of this clock signal corresponds to a cycle time of a microcomputer. (For example, see: Mike Johnson; "Superscale Microprocessor Design", Prentice-Hall, Inc., 1991.) If the clock period is too short, a synchronous operation becomes impossible and the system is locked. In a microcomputer, a clock generator is integrated in a same chip where other logical circuits are integrated. Fig. 2 shows, as an example, a Pentium chip. In Fig. 2, a white square () indicates a clock generating circuit. This microcomputer is produced utilizing a CMOS (complementary metal-oxide semiconductor) processing.

In a communication system, the average jitter or the RMS jitter is important. The RMS jitter contributes to an average noise of signal-to-noise ratio and increases the bit error rate. On the other hand, in a microcomputer, the worst instantaneous value of some parameter determines the operation frequency. That is, the peak-to-peak jitter (the worst value of jitter) determines the upper limit of the operation frequency.

Therefore, for testing of a PLL circuit in a microcomputer, there is required a method of measuring an instantaneous value of jitter



accurately and in a short period of time. However, since a measurement of a jitter has been developed in the area of communications, there is no measuring method, in the present state, corresponding to this requirement in the area of microcomputers. It is an object of the present invention to provide a method of measuring an instantaneous value of jitter accurately and in a short period of time.

On the contrary, for testing of a PLL circuit in a communication system, there is required a method of measuring an RMS jitter accurately. Although it takes approximately 10 minutes of measuring time, a measuring method actually exists and is practically used. Fig. 3 collectively shows comparisons of clock generators between a microcomputer and a communication system.

A phase-locked loop circuit (PLL circuit) is a feedback system. In a PLL circuit, a frequency and a phase  $\theta_i$  of a given reference signal are compared with a frequency and a phase  $\theta_o$  of an internal signal source, respectively to control the internal signal source, using the differences therebetween, such that the frequency difference or the phase difference can be minimized. Therefore, a voltage-controlled oscillator (VCO) which is an internal signal source of a PLL circuit comprises a component or components the delay time of which can be varied. When a DC voltage is inputted to this oscillator, a repetitive waveform having a constant period proportional to the direct current value is outputted.

The PLL circuit relating to the present invention comprises a phase-frequency detector, a charge pump circuit, a loop filter and a VCO. Fig. 4 shows a basic circuit configuration of a PLL circuit in a block diagram form. Next, the operation of each of the circuit components will be briefly described.

A phase-frequency detector is a digital sequential circuit. Fig.

5 is a block diagram showing a circuit configuration of a phase-frequency detector comprising two D-type flip-flops D-FF1 and D-FF2 and an AND gate. A reference clock is applied to a clock terminal ck of the first D-type flip-flop D-FF1, and a PLL clock is applied to a clock terminal ck of the second D-type flip-flop D-FF2. A logical value "1" is supplied to each data input terminal D.

In the circuit configuration described above, when each of the two Q outputs of the both flip-flops becomes "1" at the same time, the AND gate resets the both flip-flops. The phase-frequency detector outputs, depending on the phase difference and the frequency difference between the two input signals, an UP signal for increasing the frequency or a DOWN signal for decreasing the frequency. (For example, see: R.Jacob Baker, Henry W.Li, and David E.Boyce; "CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation", IEEE Press, 1998.)

Fig. 6 shows a state transition diagram of a phase-frequency detector (PFD). The phase-frequency detector transits the state by rise edges of a reference clock and a PLL clock. For example, as shown in Fig. 7, when the frequency of a reference clock is 40 MHz and the frequency of a PLL clock is 37 MHz, in order to increase the frequency, an UP signal is outputted during a time interval between the two rise edges. A similar operation is also performed when a phase difference is present between the reference clock and the PLL clock. The phase-frequency detector has the following characteristics compared with a phase detector using an Exclusive OR circuit. (For example, see: R.Jacob Baker, Henry W.Li, and David E.Boyce; "CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation", IEEE Press, 1998.)

(i) The phase-frequency detector operates at a rising edge of an input clock, and does not relate to the shape of the waveform such as a pulse width of the clock.

(ii) The phase-frequency detector is not locked by a harmonic of the reference frequency.

(iii) Since both of the two outputs are logical "0" during a time period when the loop is locked, a ripple is not generated at the output of the loop filter.

The phase-frequency detector is highly sensitive to an edge. When an edge of a reference clock cannot be discriminated due to a noise, the phase-frequency detector is hung-up to some state. On the other hand, in a phase detector based on an Exclusive OR circuit, even if an edge cannot be discriminated, the average output is 0 (zero). Therefore,

(iv) The phase-frequency detector is sensitive to a noise.

A charge pump circuit converts logical signals UP and DOWN from the phase-frequency detector (PFD) into specific analog signal levels ( $i_p$ ,  $-i_p$  and 0). The reason for the conversion is that, since signal amplitude in a digital circuit has a large allowance width, a conversion to a specific analog signal level is necessary. (For example, see: Floyd M. Gardner; "Phaselock Techniques", 2nd edition, John Wiley & Sons, 1979; and Heinrich Meyr and Gerd Ascheid; "Synchronization in Digital Communications", vol. 1, John Wiley & Sons, 1990.)

As shown in Fig. 8A, a charge pump circuit comprises two current sources. In this case, in order to simplify the model circuit, it is assumed that each of the current sources has the same current value  $I_p$ . Further, in order to simply describe an output current  $i_p$  of the charge pump circuit, a negative pulse width is introduced as shown in Fig. 8B. The logical signals UP and DOWN open/close switches  $S_1$  and  $S_2$ , respectively. That is, the logical signal UP closes the switch  $S_1$  during a time period of positive pulse width  $\tau$  and the logical signal DOWN closes the switch  $S_2$  during a time

period of negative pulse width  $\tau$ . Therefore, the output current  $i_p$  is represented, during the time period of pulse width  $\tau$ , by the following equation.

5 
$$i_p = I_p \operatorname{sgn}(\tau) \quad (2.1.1)$$

Otherwise, the output current  $i_p$  is as follows.

$$i_p = 0 \quad (2.1.2)$$

10

(For example, see: Mark Van Paemel; "Analysis of Charge-Pump PLL: A New Model", IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 2490-2498, 1994.)

15 In this case,  $\operatorname{sgn}(\tau)$  is a sign function. The function  $\operatorname{sgn}(\tau)$  takes a value of +1 when  $\tau$  is positive, and takes a value of -1 when  $\tau$  is negative. When the two switches  $S_1$  and  $S_2$  are open, no current flows. Therefore, the output node is in high impedance.

20 A loop filter converts a current  $i_p$  of the charge pump circuit into an analog voltage value  $V_{\text{CTRL}}$ . As shown in Fig. 9A, a first order loop filter can be constructed when a resistor  $R_2$  and a capacitor  $C$  are connected in series. When a constant current  $i_p$  given by the equations (2.1.1) and (2.1.2) is inputted to the filter, an electric charge proportional to a time length is charged in the capacitor  $C$ . That is, as shown in Fig. 9B, the control voltage  $V_{\text{CTRL}}$  linearly  
25 changes during the time period  $\tau$ . In the other time period, the control voltage  $V_{\text{CTRL}}$  remains constant (for example, see the literature of Mark Van Paemel).

$$V_{CTRL}(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_p(\tau) d\tau + V_{CTRL}(t_0),$$

$$V_{CTRL}(t) = I_p R_2 + \frac{I_p}{C} (t - t_0) + V_{CTRL}(t_0) \quad (2. 2)$$

5        The resistance value and the capacitance value of the loop filter are selected such that an attenuation coefficient and a natural frequency are optimized. (For example, see: Jose Alvarez, Hector Sanchez, Gianfranco Gerosa and Roger Countryman; "A Wide-bandwidth Low-voltage PLL for Power PC Microprocessors", IEEE  
10 J. Solid-State Circuits, vol. 30, pp. 383-391, 1995; and Behzad Razavi; "Monolithic Phase-Locked Loops and Clock Recovery Circuits: Theory and Design", IEEE Press, 1996.) In the present invention, the loop filter is configured as a passive lag filter as shown in Fig. 10 in accordance with a thesis by Ronald E. Best listed  
15 below. (See: Ronald E. Best; "Phase-Locked Loops", 3rd edition, McGraw-Hill, 1997.) Because, as disclosed in this Ronald E. Best's publication, the combination of a phase-frequency detector and a passive lag filter has infinite pull-in range and hold range, and hence there is no merit in using an other type of filter. In Fig. 10, C  
20 = 250 pF,  $R_1 = 920 \Omega$ , and  $R_2 = 360 \Omega$  are set. The VCO is constituted, as shown in Fig. 11, by thirteen stages of CMOS inverters IN-1, IN-2, . . . and IN-13. The power supply voltage is 5 V.

25        The linear characteristic of the voltage controlled oscillator VCO is given by the following equation.

$$f_{VCO} = K_{VCO} V_{CTRL} \quad (2. 3)$$

In this case,  $K_{VCO}$  is a gain of the VCO, and its unit is Hz/V.

When the PLL is in synchronous state (a state that a rise edge of

a reference clock accords with a rise edge of a PLL clock), the phase-frequency detector outputs no signal. The charge pump circuit, the loop filter and the VCO provided in the rear stages of the PLL do not send/receive signals and keep maintain the internal state unchanged. On the contrary, when a rise edge of a reference clock does not accord with a rise edge of a PLL clock (in asynchronous state), the phase-frequency detector outputs an UP signal or a DOWN signal to change the oscillation frequency of the VCO. As a result, the charge pump circuit, the loop filter and the VCO provided in the rear stages of the PLL circuit send/receive signals and transit into a corresponding state. Therefore, it could be understood, in order to measure an internal noise of the PLL circuit, that the PLL circuit must be placed in a synchronous state. On the other hand, in order to test a short-circuit failure or a delay failure of the PLL circuit, the PLL circuit must be moved into other state.

Now, a random jitter will be described.

A jitter on a clock appears as a fluctuation of a rise time and a fall time of a clock pulse series. For this reason, in the transmission of a clock signal, the receiving time or the pulse width of the clock pulse becomes uncertain. (For example, see: Ron K.Poon; "Computer Circuits Electrical Design", Prentice-Hall, Inc, 1995.) Fig. 12 shows jitters of a rise time period and a fall time period of a clock pulse series.

Any component in the blocks shown in Fig. 4 has a potential to cause a jitter. Among those components, the largest factors of a jitter are a thermal noise and a shot noise of the inverters composing the VCO. (For example, see: Todd C.Weigandt, Beomsup Kim and Paul R.Gray; "Analysis of Timing Jitter in CMOS Ring Oscillators", International Symposium on Circuits and System, 1994.) Therefore, the jitter generated from the VCO is a random fluctuation and does not depend on the input. In the present invention, assuming that the

major jitter source is the VCO, it is considered that the measurement of a random jitter of an oscillation waveform of the VCO is the most important problem to be solved.

5 In order to measure only a random jitter of an oscillation waveform of the VCO, it is necessary that the PLL circuit maintains the components other than the VCO to be inactive. Therefore, as mentioned above, it is important that a reference input signal to be supplied to the PLL circuit strictly maintains a constant period so that the PLL circuit under test does not induce a phase error. A  
10 concept of this measuring method is shown in Fig. 13.

As a preparation for discussing a phase noise, a zero crossing is defined. Assuming that the minimum value  $-A$  of a cosine wave  $A\cos(2\pi f_0 t)$  is 0 % and the maximum value  $+A$  thereof is 100 %, a level of 50 % corresponds to zero amplitude. A point where the  
15 waveform crosses a zero level is called a zero crossing.

A phase noise will be discussed with reference to, as an example, a cosine wave generated from an oscillator. An output signal  $X_{IDEAL}(t)$  of an ideal oscillator is an ideal cosine wave having no distortion.

20

$$X_{IDEAL}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c) \quad (2.4)$$

In this case,  $A_c$  and  $f_c$  are nominal values of amplitude and a frequency, respectively, and  $\theta_c$  is an initial phase angle. When the  
25 output signal  $X_{IDEAL}(t)$  is observed in frequency domain, the output signal is measured as a line spectrum as shown in Fig. 14. In the actual oscillator, there are some differences from the nominal values. In this case, the output signal is expressed as follows.

$$X_{osc}(t) = [A_c + \varepsilon(t)] \cos (2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) \quad (2.5.1)$$

$$X_{osc}(t) = A_c \cos (2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) \quad (2.5.2)$$

5

In the above equations,  $\varepsilon(t)$  represents a fluctuation of amplitude. In the present invention, the discussion will be made assuming that, as shown in the equation (2.5.2), the amplitude fluctuation  $\varepsilon(t)$  of the oscillator is zero. In the above equations,  $\Delta\phi(t)$  represents a  
10 phase fluctuation. That is,  $\Delta\phi(t)$  is a term for modulating the ideal cosine wave. The initial phase angle  $\theta_c$  follows a uniform distribution in the range of an interval  $(0, 2\pi)$ . On the other hand, the phase fluctuation  $\Delta\phi(t)$  is a random data and follows, for example, a Gaussian distribution. This  $\Delta\phi(t)$  is called a phase  
15 noise.

In Fig. 15, an output signal  $X_{IDEAL}(t)$  of an ideal oscillator and an output signal  $X_{OSC}(t)$  of an actual oscillator are plotted. Comparing those signals with one another, it can be seen that the zero crossing of  $X_{OSC}(t)$  is changed due to  $\Delta\phi(t)$ .

20

25

30

On the other hand, as shown in Fig. 16, when the oscillation signal  $X_{OSC}(t)$  is transformed into frequency domain, the influence of a phase noise is observed as a spectrum diffusion in the proximity of the nominal frequency  $f_0$ . Comparing Fig. 15 with Fig. 16, it can be said that frequency domain is easier to observe the influence of a phase noise. However, even if the clock pulse shown in Fig. 12 is transformed into frequency domain, the maximum value of the pulse width fluctuation cannot be estimated. Because, the transformation is a process for averaging the fluctuation in certain frequencies, and in the summing step of the process, the maximum value and the  
minimum value are mutually canceled. Therefore, in a peak-to-peak



jitter estimating method which is an object of the present invention, a process in time domain must be a nucleus of the method.

Here, it will be made clear that an additive noise at the reference input end to the PLL circuit is equal to an additive noise at the input  
5 end of the loop filter. (See: Floyd M. Gardner; "Phaselock Techniques", 2nd edition, John Wiley & Sons, 1979; and John G. Proakis; "Digital Communications", 2nd edition, McGraw-Hill, 1989.) Fig. 17 shows an additive noise at the reference input end to the PLL circuit. In order to simplify the calculation, it is assumed  
10 that a phase detector of the PLL circuit is a sine wave phase detector (mixer).

The PLL circuit is phase-synchronized with a given reference signal expressed by the following equation (2.6).

15 
$$X_{\text{ref}}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \quad (2.6)$$

In this case, it is assumed that the following additive noise expressed by the equation (2.7) is added to this reference signal  $X_{\text{ref}}(t)$ .

20 
$$X_{\text{noise}}(t) = n_i(t) \cos(2\pi f_c t) - n_q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.7)$$

25 
$$X_{\text{vco}}(t) = \cos(2\pi f_c t + \Delta\phi) \quad (2.8)$$

An oscillation waveform of the VCO expressed by the above equation (2.8) and the reference signal  $X_{\text{ref}}(t) + X_{\text{noise}}(t)$  are inputted to the phase detector to be converted to a difference frequency

component.

$$\begin{aligned} x_{PD}(t) &= K_{PD} \left( \frac{A_c}{2} \cos(\Delta\phi) + \frac{n_i(t)}{2} \cos(\Delta\phi) - \frac{n_q(t)}{2} \sin(\Delta\phi) \right) \\ &= \frac{K_{PD}}{2} A_c \left[ \cos(\Delta\phi) + \left( \frac{n_i(t)}{A_c} \cos(\Delta\phi) - \frac{n_q(t)}{A_c} \sin(\Delta\phi) \right) \right] \end{aligned} \quad (2.9)$$

In this case,  $K_{PD}$  is a gain of a phase comparator. Therefore, it can be understood that the additive noise of the reference signal is equal to that an additive noise expressed by the following equation (2.10) is applied to an input end of the loop filter.

$$x_{noise,LPF}(t) = \frac{n_i(t)}{A_c} \cos(\Delta\phi) - \frac{n_q(t)}{A_c} \sin(\Delta\phi) \quad (2.10)$$

Fig. 18 shows an additive noise at the input end of the loop filter. If a power spectrum density of the additive noise at the reference input end of the PLL circuit is assumed to be  $N_0 [V^2/Hz]$ , the power spectrum density  $G_{nn}(f)$  of the additive noise at the input end of this loop filter is, from the equation (2.10), expressed by the following equation (2.11).

$$G_{nn}(f) = \frac{2N_0}{A_c^2} [V^2 / Hz] \quad (2.11)$$

Moreover, it can be seen from the equation (2.9) that when a phase difference  $\Delta\phi$  between the oscillation waveform of the VCO

and the reference signal becomes  $\pi/2$ , an output of the phase detector becomes zero. That is, if a sine wave phase detector is used, when the phase of the VCO is shifted by 90 degrees from the phase of the reference signal, the VCO is phase-synchronized with the reference signal. Further, in this calculation, the additive noise is neglected.

Next, using a model of equivalent additive noise shown in Fig. 17, an amount of jitter produced by an additive noise will be made clear. (See: Heinrich Meyr and Gerd Ascheid; "Synchronization in Digital Communications", vol. 1, John Wiley & Sons, 1990.) In order to simplify the expression, assuming  $\theta_i = 0$ , the phase  $\theta_o$  of the output signal corresponds to an error. A phase spectrum of the oscillation waveform of the VCO is expressed by the equation (2.12).

15

$$G_{\theta_o\theta_o}(f) = |H(f)|^2 G_m(f) \quad (2.12)$$

In this case,  $H(f)$  is a transfer function of the PLL circuit.

20

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_{VCO} K_{PD} F(s)}{s + K_{VCO} K_{PD} F(s)} \quad (2.13)$$

Since a phase error is  $-\theta_o$ , a variance of the phase error is given by the following equation (2.14).

25

$$\sigma_{\Delta\phi}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |H(f)|^2 G_m(f) df \quad (2.14)$$

Substituting the equation (2.11) for the equation (2.14), the following two equations are obtained.

5 
$$\sigma_{\Delta\phi}^2 = \frac{2N_0}{A_c^2} B_e \quad (2.15.1)$$

$$\sigma_{\Delta\phi}^2 = \frac{1}{\frac{\left(\frac{A_c}{\sqrt{2}}\right)^2}{N_0 B_e}} \quad (2.15.2)$$

That is, if a signal to noise ratio of the loop  $\frac{\left(\frac{A_c}{\sqrt{2}}\right)^2}{N_0 B_e}$

10 is large, a phase noise becomes small. In this case,  $B_e$  is an equivalent noise band width of the loop.

As described above, an additive noise at the reference input end of the PLL circuit or an additive noise at the input end of the loop filter is observed as an output phase noise, which is a component  
15 passed through a lowpass filter corresponding to the loop characteristic. The power of a phase noise is inversely proportional to a signal to noise ratio of the PLL loop.

Next, a discussion will be made as to how a phase fluctuation due to an internal noise of the VCO influences a phase of output  
20 signal of the PLL. (See: Heinrich Meyr and Gerd Ascheid; "Synchronization in Digital Communications", vol. 1, John Wiley & Sons, 1990.) An output signal of the VCO is assumed to be

expressed by the following equation (2.16).

$$X_{VCO, noise} = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_p(t) + \Psi(t)) \quad (2.16)$$

5 In this case,  $\theta_p(t)$  is a phase of an ideal VCO. An internal thermal noise or the like generates  $\Psi(t)$ . The generated  $\Psi(t)$  is an internal phase noise and randomly fluctuates the phase of the VCO. Fig. 19 shows an internal phase noise model of the VCO. A phase  $\theta_p(s)$  at the output end of the ideal VCO is given by a equation (2.17).

10

$$\theta_p(s) = K_{PD} K_{VCO} \frac{F(s)}{s} \Phi(s) \quad (2.17)$$

In this case,  $\Phi(t)$  is a phase error and corresponds to an output of the phase detector.

15 
$$\Phi(s) = \theta_i(s) - \theta_o(s) = \theta_i(s) - (\theta_p(s) + \Psi(s)) \quad (2.18)$$

Substituting  $\theta_p(s)$  of the equation (2.17) for that of the equation (2.18), the following equation (2.19) is obtained.

20 
$$\Phi(s) = \theta_i(s) - \left[ \frac{K_{PD} K_{VCO} F(s)}{s} \Phi(s) + \Psi(s) \right] \quad (2.19)$$

The following equation (2.20.1) can be obtained by rearranging the above equation (2.19).

$$\Phi(s) = \frac{1}{1 + \frac{K_{PD}K_{VCO}F(s)}{s}} (\theta_i(s) - \Psi(s)) \quad (2.20.1)$$

Substituting the equation (2.13) for the equation (2.20.1), the following equation (2.20.2) is obtained.

5  $\Phi(s) = (1 - H(s)) (\theta_i(s) - \Psi(s)) \quad (2.20.2)$

Therefore, a phase fluctuation due to an internal noise of the VCO is expressed by the following equation (2.21).

$$\sigma_{\Phi}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |1 - H(f)|^2 G_{\Psi\Psi}(f) df \quad (2.21)$$

10 That is, an internal phase noise of the VCO is observed as a phase noise of an output signal of the PLL circuit, which is a component passed through a highpass filter. This highpass filter corresponds to a phase error transfer function of the loop.

As stated above, an internal thermal noise of the VCO becomes  
15 a phase noise of an oscillation waveform of the VCO. Further, a component passed through the highpass filter corresponding to a loop phase error is observed as an output phase noise.

An additive noise of the PLL circuit and/or an internal thermal noise of the VCO is converted to a phase noise of an oscillation  
20 waveform of the VCO. An additive noise of the PLL circuit and/or an internal thermal noise of the VCO is observed, correspondingly to the path from a block generating a noise through the output of the PLL circuit, as a phase noise of a low frequency component or a high frequency component. Therefore, it can be seen that a noise of the  
25 PLL circuit has an effect to give a fluctuation to a phase of an

oscillation waveform of the VCO. This is equivalent to a voltage change at the input end of the VCO. In the present invention, an additive noise is applied to the input end of the VCO to randomly modulate the phase of a waveform of the VCO so that a jitter is simulated. Fig. 20 shows a method of simulating a jitter.

Next, a method of measuring a jitter of a clock will be explained. A peak-to-peak jitter is measured in time domain and an RMS jitter is measured in frequency domain. Each of those conventional jitter measuring methods requires approximately 10 minutes of test time. On the other hand, in the case of a VLSI test, only approximately 100 msec of test time is allocated to one test item. Therefore, the conventional method of measuring a jitter cannot be applied to a test in the VLSI production line.

In the study of the method of measuring a jitter, the zero crossing is an important concept. From the view point of period measurement, a relationship between the zero crossings of a waveform and the zero crossings of the fundamental waveform of its fundamental frequency will be discussed. It will be proven that "the waveform of its fundamental frequency contains the zero-crossing information of the original waveform". In the present invention, this characteristic of the fundamental waveform is referred to as "theorem of zero crossing". An explanation will be given on an ideal clock waveform  $X_{d50\%}(t)$  shown in Fig. 21, as an example, having 50 % duty cycle. Assuming that a period of this clock waveform is  $T_0$ , the Fourier transform of the clock waveform is given by the following equation (3.1). (For example, refer to a reference literature c1.)

$$S_{d50\%}(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{2 \sin\left(\frac{\pi k}{2}\right)}{k} \delta(f - kf_0) \quad (3.1)$$

That is, a period of the fundamental wave is equal to a period of the clock.

5  $T_0 = \frac{1}{f} \delta(f - f_0) \quad (3.2)$

When the fundamental waveform of the clock signal is extracted, its zero crossings correspond to the zero crossings of the original clock waveform. Therefore, a period of a clock waveform can be estimated from the zero crossings of its fundamental waveform. In  
10 this case, the estimation accuracy is not improved even if some harmonics are added to the fundamental waveform. However, harmonics and an estimation accuracy of a period will be verified later.

Next, Hilbert transform and an analytic signal will be explained  
15 (for example, refer to a reference literature c2).

As can be seen from the equation (3.1), when the Fourier transform of the waveform  $X_a(t)$  is calculated, a power spectrum  $S_{aa}(f)$  ranging from negative frequencies through positive frequencies can be obtained. This is called a two-sided power  
20 spectrum. The negative frequency spectrum is a mirror image of the positive frequency spectrum about an axis of  $f = 0$ . Therefore, the two-sided power spectrum is symmetric about the axis of  $f = 0$ , i.e.,  $S_{aa}(-f) = S_{aa}(f)$ . However, the spectrum of negative frequencies cannot be observed. There can be defined a spectrum  
25  $G_{aa}(f)$  in which negative frequencies are cut to zero and, instead, observable positive frequencies are doubled. This is called one-



sided power spectrum.

$$\begin{aligned} G_{aa}(f) &= 2S_{aa}(f) & f > 0 \\ G_{aa}(f) &= 0 & f < 0 \end{aligned} \quad (3.3.1)$$

5

$$G_{aa}(f) = S_{aa}(f) [1 + \text{sgn}(f)] \quad (3.3.2)$$

10 In this case,  $\text{sgn}(f)$  is a sign function, which takes a value of +1 when  $f$  is positive and takes a value of -1 when  $f$  is negative. This one-sided spectrum corresponds to a spectrum of an analytic signal  $z(t)$ . The analytic signal  $z(t)$  can be expressed in time domain as follows.

$$z(t) = x_a(t) + j\hat{x}_a(t) \quad (3.4)$$

15

$$\hat{x}_a(t) = H[x_a(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x_a(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3.5)$$

20 The real part corresponds to the original waveform  $X_a(t)$ . The imaginary part is given by the Hilbert transform  $\hat{x}_a(t)$  of the original waveform. As shown by the equation (3.5), the Hilbert transform  $\hat{x}_a(t)$  of a waveform  $X_a(t)$  is given by a convolution of the waveform  $X_a(t)$  and  $\frac{1}{\pi t}$ .

25 Let's obtain the Hilbert transform of a waveform handled in the present invention. First, the Hilbert transform of a cosine wave is

derived.

$$\begin{aligned}
 H[\cos(2\pi f_0 t)] &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos(2\pi f_0 \tau)}{\tau - t} d\tau = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos(2\pi f_0 (y + t))}{y} dy \\
 &= -\frac{1}{\pi} \left[ \cos(2\pi f_0 t) \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos(2\pi f_0 y)}{y} dy - \sin(2\pi f_0 t) \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin(2\pi f_0 y)}{y} dy \right]
 \end{aligned}$$

Since the integral of the first term is equal to zero and the integral of the second term is  $\pi$ , the following equation (3.6) is obtained.

$$H[\cos(2\pi f_0 t)] = \sin(2\pi f_0 t) \quad (3.6)$$

Similarly, the following equation (3.7) is obtained.

$$H[\sin(2\pi f_0 t)] = -\cos(2\pi f_0 t) \quad (3.7)$$

Next, the Hilbert transform of a square wave corresponding to a clock waveform will be derived (for example, refer to a reference literature c3). The Fourier series of an ideal clock waveform shown in Fig. 21 is given by the following equation (3.8).

$$\begin{aligned}
 x_{d50\%}(t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[ \cos \frac{2\pi}{T_0} t - \frac{1}{3} \cos 3 \frac{2\pi}{T_0} t + \frac{1}{5} \cos 5 \frac{2\pi}{T_0} t - \dots \right] \\
 &\quad (3.8)
 \end{aligned}$$

The Hilbert transform is given, using the equation (3.6), by the

following equation (3.9).

$$H[x_{d50\%}(t)] = \frac{2}{\pi} \left[ \sin \frac{2\pi}{T_0} t - \frac{1}{3} \sin 3 \frac{2\pi}{T_0} t + \frac{1}{5} \sin 5 \frac{2\pi}{T_0} t - \dots \right] \quad (3.9)$$

5

Fig. 22 shows examples of a clock waveform and its Hilbert transform. Those waveforms are based on the partial summation up to the 11<sup>th</sup>-order harmonics, respectively. The period  $T_0$  in this example is 20 nsec.

10

An analytic signal  $z(t)$  is introduced by J. Dugundji to uniquely obtain an envelope of a waveform. (For example, refer to a reference literature c4.) If an analytic signal is expressed in a polar coordinate system, the following equations (3.10.1), (3.10.2) and (3.10.3) are obtained.

15

$$z(t) = A(t)e^{j\Theta(t)} \quad (3.10.1)$$

$$A(t) = \sqrt{x_a^2(t) + \hat{x}_a^2(t)} \quad (3.10.2)$$

20

$$\Theta(t) = \tan^{-1} \left[ \frac{\hat{x}_a(t)}{x_a(t)} \right] \quad (3.10.3)$$

In this case,  $A(t)$  represents an envelope of  $X_a(t)$ . For this reason,  $z(t)$  is called pre-envelope by J. Dugundji. Further,  $\Theta(t)$  represents an instantaneous phase of  $X_a(t)$ . In the method of measuring a jitter according to the present invention, a method of estimating this instantaneous phase is the nucleus.

25

If a measured waveform is handled as a complex number, its envelope and instantaneous phase can simply be obtained. Hilbert transform is a tool for transforming a waveform to an analytic signal. An analytic signal can be obtained by the procedure of the following  
5 Algorithm 1.

Algorithm 1 (Procedure for transforming a real waveform to an analytic signal) :

1. A waveform is transformed to a frequency domain using fast Fourier transform;

10 2. Negative frequency components are cut to zero and positive frequency components are doubled; and

3. The spectrum is transformed to a time domain using inverse fast Fourier transform.

15 Next, a phase unwrap method for converting a phase to a continuous phase will briefly be described.

The phase unwrap method is a method proposed to obtain a complex cepstrum. (For example, refer to a reference literature c5.) When a complex logarithmic function  $\log(z)$  is defined as an arbitrary complex number satisfying  $e^{\log(z)} = z$ , the following  
20 equation (3.11) can be obtained. (For example, refer to a reference literature c6.)

$$\log(z) = \log|z| + j\text{ARG}(z) \quad (3.11)$$

25 The result of Fourier transform of a time waveform  $X_a(n)$  is assumed to be  $S_a(e^{j\omega})$ . When its logarithmic magnitude spectrum  $\log|S_a(e^{j\omega})|$  and phase spectrum  $\text{ARG}[S_a(e^{j\omega})]$  correspond to a real part and an imaginary part of a complex spectrum, respectively, and inverse Fourier transform is applied, a complex cepstrum  $C_a(n)$

can be obtained.

$$\begin{aligned} c_a(n) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \log[S_a(e^{j\omega})] e^{j\omega n} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \left\{ \log|S_a(e^{j\omega})| + j\text{ARG}[S_a(e^{j\omega})] \right\} e^{j\omega n} d\omega \end{aligned} \quad (3.12)$$

5

In this case, ARG represents the principal value of the phase. The principal value of the phase lies in the range  $[-\pi, \pi]$ . There exist discontinuity points at  $-\pi$  and  $+\pi$  in the phase spectrum of the 2nd term. Since an influence of those discontinuity points diffuses throughout entire time domain by the application of inverse Fourier transform, a complex cepstrum cannot accurately be estimated. In order to convert a phase to a continuous phase, an unwrapped phase is introduced. An unwrapped phase can be uniquely given by integrating a derived function of a phase.

15

$$\arg[S_a(e^{j\omega})] = \int_0^{\omega} \frac{d\text{ARG}[S_a(e^{j\eta})]}{d\eta} d\eta \quad (3.13.1)$$

$$\arg[S_a(e^{j0})] = 0 \quad (3.13.2)$$

Where, arg represents an unwrapped phase. An algorithm for obtaining an unwrapped phase by removing discontinuity points from a phase spectrum in frequency domain has been developed by Ronald W. Schafer and Donald G. Childers (for example, refer to a reference literature c7).

20

Algorithm 2:

1      $\text{ARG}(0) = 0, C(0) = 0$

2     
$$C(k) = \begin{cases} C(k-1) - 2\pi, & \text{if } \text{ARG}(k) - \text{ARG}(k-1) > \pi \\ C(k-1) + 2\pi, & \text{if } \text{ARG}(k) - \text{ARG}(k-1) < -\pi \\ C(k-1), & \text{otherwise.} \end{cases}$$

3      $\text{arg}(k) = \text{ARG}(k) + C(k)$

5     An unwrapped phase will be obtained by the above Algorithm 2.  
First, a judgment is made, by obtaining differences between main  
values of adjacent phases, to see if there is a discontinuity point. If  
there is a discontinuity point,  $\pm 2\pi$  is added to the main value to  
remove the discontinuity point from the phase spectrum (refer to the  
10     reference literature c7).

       In the above algorithm 2, it is assumed that a difference between  
adjacent phases is smaller than  $\pi$ . That is, a resolution for  
observing a phase spectrum is required to be sufficiently small.  
However, at a frequency in the proximity of a pole (a resonance  
15     frequency), the phase difference between the adjacent phases is  
larger than  $\pi$ . If a frequency resolution for observing a phase  
spectrum is rough, it cannot be determined whether or not a phase is  
increased or decreased by equal to or more than  $2\pi$ . As a result, an  
unwrapped phase cannot be accurately obtained. This problem has  
20     been solved by Jose M. Tribolet. That is, Jose M. Tribolet proposed  
a method wherein the integration of the derived function of a phase  
in the equation (3.12) is approximated by a numerical integration  
based on a trapezoidal rule and a division width of the integrating  
section is adaptively subdivided to fine pieces until an estimated  
25     phase value for determining whether or not a phase is increased or  
decreased by equal to or more than  $2\pi$  is obtained (for example,

refer to a reference literature c8). In such a way, an integer  $l$  of the following equation (3.14) is found.

$$\arg[S_a(e^{j\Omega})] = \text{ARG}[S_a(e^{j\Omega})] + 2\pi l(\Omega) \quad (3.14)$$

The Tribolet's algorithm has been expanded by Kuno P.

- 5 Zimmermann to a phase unwrap algorithm in time domain (for example, refer to a reference literature c9).

10 In the present invention, the phase unwrap is used to convert an instantaneous phase waveform in time domain into a continuous phase by removing discontinuity points at  $-\pi$  and  $+\pi$  from the instantaneous phase waveform. A sampling condition for uniquely performing the phase unwrap in time domain will be discussed later.

Next, a linear trend estimating method to be utilized to obtain a linear phase from a continuous phase will briefly be described (for example, refer to reference literatures c10 and c11).

- 15 The target of the linear trend estimating method is to find a linear phase  $g(x)$  adaptable to a phase data  $y_i$ .

$$g(x) = a + bx \quad (3.15)$$

- 20 In this case, "a" and "b" are the constants to be found. A square error  $R$  between  $g(x_i)$  and each data  $(x_i, y_i)$  is given by the following equation (3.16).

$$R = \sum_{i=1}^L (y_i - a - bx_i)^2 \quad (3.16)$$

In this case, L is the number of phase data. A linear phase for minimizing the square error is found. A partial differentiation of the equation (3.16) with respect to each of the unknown constants a and b is calculated and the result is put into zero. Then the following equations (3.17.1) and (3.17.2) can be obtained.

$$\frac{\partial R}{\partial a} = \sum_{i=1}^L (y_i - a - bx_i) = 0 \quad (3.17.1)$$

$$\frac{\partial R}{\partial b} = \sum_{i=1}^L x_i (y_i - a - bx_i) = 0 \quad (3.17.2)$$

Those equations are transformed to obtain the following equation (3.18).

$$\begin{bmatrix} L & \sum x_i \\ \sum x_i & \sum x_i^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum y_i \\ \sum x_i y_i \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Therefore, the following equation (3.19) can be obtained.

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \frac{1}{L \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \begin{bmatrix} \sum x_i^2 & -\sum x_i \\ -\sum x_i & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum y_i \\ \sum x_i y_i \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

That is, a linear phase can be estimated from the following equations (3.20.1) and (3.20.2).



$$a = \frac{\sum x_i^2 \sum y_i - \sum x_i \sum x_i y_i}{L \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (3. 20. 1)$$

$$b = \frac{L \sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{L \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (3. 20. 2)$$

5        In the present invention, when a linear phase is estimated from a continuous phase, a linear trend estimating method is used.

As apparent from the above discussion, in the conventional method of measuring a jitter, a peak-to-peak jitter is measured in time domain using an oscilloscope and an RMS jitter is measured in  
10 frequency domain using a spectrum analyzer.

In the method of measuring a jitter in time domain, a peak-to-peak jitter  $J_{pp}$  of a clock signal is measured in time domain. A relative fluctuation between zero crossings becomes a problem as a peak-to-peak jitter  $J_{pp}$ . Therefore, for example, like a clock signal  
15 in a computer or the like shown in Fig. 81a, when a jitter-free clock signal has a waveform shown by a dotted line, in a jittery clock signal, for example paying attention to a rising point of the waveform, a time interval  $T_{int}$  between a rising point and a next rising point each fluctuating toward leading side and trailing side  
20 from the rising point of the dotted line waveform as a center fluctuates. This instantaneous interval  $T_{int}$  is obtained as a peak-to-jitter  $J_{pp}$ . Figs 23 and 24 show a measured example of a peak-to-peak jitter measured using an oscilloscope and the measuring system, respectively. A clock signal under test is applied to a  
25 reference input of the phase detector. In this case, the phase detector and the signal generator compose a phase-locked loop. A signal of the signal generator is synchronized with the clock signal under test and is supplied to an oscilloscope as a trigger signal. In

this example, a jitter of rise edge of the clock signal is observed. A square zone is used to specify a level to be crossed by the signal. A jitter is measured as a varying component of time difference between "a time point when the clock signal under test crosses the specified level" and "a reference time point given by the trigger signal". This method requires a longer time period for the measurement. For this reason, the trigger signal must be phase-synchronized with the clock signal under test so that the measurement is not influenced by a frequency drift of the clock signal under test.

A measurement of a jitter in time domain corresponds to a measurement of a fluctuation of a time point when a level is crossed by the signal. This is called, in the present invention, a zero crossing method. Since a change rate of a waveform is maximum at the zero crossing, a timing error of a time point measurement is minimum at the zero crossing.

$$\Delta t = \left| \frac{\Delta A}{A 2\pi f_0 \sin(2\pi f_0 t)} \right| \geq \frac{\Delta A}{2\pi f_0 A} \quad (3.21)$$

In Fig. 25(a), the zero crossing is indicated by each of small circles. A time interval between a time point  $t_i$  that a rise edge crosses a zero amplitude level and a time point  $t_{i+2}$  that a next rise edge crosses a zero amplitude level gives a period of this cosine wave. Fig. 25(b) shows an instantaneous period  $P_{inst}$  obtained from the zero crossing (found from adjacent zero crossings  $t_{i+1}$  and  $t_{i+2}$ ). A instantaneous frequency  $f_{inst}$  is given by an inverse number of  $P_{inst}$ .

$$p_{inst}(t_{i+2}) = t_{i+2} - t_i, p_{inst}(t_{i+2}) = 2(t_{i+2} - t_{i+1})$$

$$(3.22.1)$$

$$f_{inst}(t_{i+2}) = 1/p_{inst}(t_{i+2}) \quad (3.22.2)$$

5 Problems in measuring a jitter in time domain will be discussed. In order to measure a jitter, a rise edge of a clock signal under test  $X_c(t)$  is captured, using an oscilloscope, at a timing of the zero crossing.

$$10 \quad X_c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) \quad (3.23)$$

This means that only  $X_c(t)$  satisfying the next condition of phase angle given by the following equation (3.24) can be collected.

$$2\pi f_0 t_{3\pi/2} + \theta_c + \Delta\phi(t_{3\pi/2}) = \pm 2m\pi + \frac{3\pi}{2} \quad (3.24)$$

15

A probability density function of a sample corresponding to the zero crossing of a rise edge is given by the following equation (3.25). (For example, refer to a reference literature c10.)

$$20 \quad \frac{1}{2\pi\sqrt{A_c^2 - x_c^2(t)}} \Big|_{x_c(t)=0} \quad (3.25)$$

Therefore, a time duration required for randomly sampling a clock signal under test to collect phase noises  $\Delta\phi(t_{\frac{3\pi}{2}})$  of N points is

2

given by the following equation (3.26).

$$(2 \pi A_c) (NT_0) \quad (3.26)$$

5 That is, since only zero crossing samples can be utilized for a jitter estimation, at least  $(2 \pi A_c)$  times of test time period is required compared with an usual measurement.

As shown in Fig. 26, the magnitude of a set of phase noises which can be sampled by the zero crossing method is smaller than an  
10 entire set of phase noises. Therefore, a peak-to-peak jitter  $J_{pp, 3\pi/2}$  which can be estimated is equal to or smaller than a true peak-to-peak jitter  $J_{pp}$ .

$$J_{pp} = \max_k(\Delta\phi(k)) - \min_l(\Delta\phi(l))$$

$$15 \quad J_{pp, 3\pi/2} \leq J_{pp} \quad (3.27)$$

The worst drawback of the zero crossing method is that a time resolution of the period measurement cannot be selected independently on a period of a signal under test. The time resolution of this method is determined by a period of the signal  
20 under test, i.e., the zero crossing. Fig. 27 is a diagram in which the zero crossings of the rise edges are plotted on a complex plane. The sample in the zero crossing method is only one point indicated by an arrow, and the number of samples per period cannot be increased. When a number  $n_i$  is given to the zero crossing of a rise edge,  
25 zero crossing method measures a phase difference expressed by the

following equation (3.28).

$$n_i(2\pi) \quad (3.28)$$

5 As a result, an instantaneous period measured by the zero crossing method comes to, as shown in Fig. 25(b), a rough approximation obtained by use of a step function.

10 In 1988, David Chu invented a time interval analyzer (for example, refer to reference literatures c12 and c13). In the time interval analyzer, when integer values  $n_i$  of the zero crossings  $n_i(2\pi)$  of the signal under test are counted, the elapsed time periods  $t_i$  are also simultaneously counted. By this method, the time variation of the zero crossing with respect to the elapsed time period could be plotted. Further, by using  $(t_i, n_i)$ , a point between measured data can  
15 smoothly be interpolated by spline functions. As a result, it was made possible to observe an instantaneous period approximated in higher order. However, it should be noted that David Chu's time interval analyzer is also based on the zero crossing measurement of a signal under test. Although the interpolation by spline functions  
20 makes it easier to understand the physical meaning, the fact is that only the degree of approximation of an instantaneous period is increased. Because, the data existing between the zero crossings have not been still measured. That is, the time interval analyzer cannot either exceed the limit of the zero crossing method. An  
25 opposite example for interpolating the instantaneous data will be discussed later.

Next, a method of measuring a jitter in frequency domain will be described.

An RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$  of a clock signal is measured in frequency domain.  
30 For example, in a data communication, a deviation from an ideal timing point

becomes a problem as an RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$ . Therefore, as shown in Fig. 81b, when a jitter-free square wave signal has a waveform shown by a dotted line, a rising timing of a jittery waveform fluctuates. In this case, a deviating width of an actual rising point (solid line) against a normal rising point (dotted line) is obtained as an RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$ . Figs. 28 and 29 show an example of an RMS jitter measured by using a spectrum analyzer and a measuring system using a spectrum analyzer, respectively. A clock signal under test is inputted to a phase detector as a reference frequency. In this case, the phase detector and the signal generator compose a phase-locked loop. A phase difference signal between the clock signal under test detected by the phase detector and the signal from the signal generator is inputted to the spectrum analyzer to observe a phase noise spectrum density function. An area below the phase noise spectrum curve shown in Fig. 28 corresponds to an RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$ . The frequency axis expresses the offset frequencies from the clock frequency. That is, zero (0) Hz corresponds to the clock frequency.

A phase difference signal  $\Delta\phi(t)$  between the clock signal under test  $X_c(t)$  expressed by the equation (3.23) and a reference signal expressed by the following equation (3.29) is outputted from the phase detector.

$$x_{\text{ref}}(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta_0) \quad (3.29)$$

At this point in time, since the reference signal being applied to a phase-locked loop circuit (PLL circuit) under test has a constant period, the phase difference signal  $\Delta\phi(t)$  corresponds to a phase noise waveform. When the phase difference signal  $\Delta\phi(t)$  observed during a finite time period  $T$  and is transformed into frequency domain, a phase noise power spectrum density function  $G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f)$

can be obtained.

$$S_{\Delta\phi}(f) = \int_0^T \Delta\phi(t) e^{-2\pi f t} dt \quad (3.30)$$

5

$$G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2}{T} E[|S_{\Delta\phi}(f)|^2] \quad (3.31)$$

From Parseval's theorem, a mean square value of a phase noise waveform is given by the following equation (3.32). (For example, refer to a reference literature c14.)

10

$$E[\Delta\phi^2(t)] \equiv \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \Delta\phi^2(t) dt = \int_0^\infty G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f) df \quad (3.32)$$

That is, it can be understood that by measuring a sum of the power spectrum, a mean square value of a phase noise waveform can be estimated. A positive square root of the mean square value (an effective value) is called RMS (a root-mean-square) jitter  $J_{RMS}$ .

15

$$J_{RMS} = \sqrt{\int_0^{f_{MAX}} G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f) df} \quad (3.33)$$

20 When a mean value is zero, a mean square value is equivalent to a variance, and an RMS jitter is equal to a standard deviation.

As shown in Fig. 28,  $J_{RMS}$  can be accurately approximated to a sum of  $G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f)$  in the proximity of the clock frequency (for example, refer to a reference literature c15). Actually, in the

equation (3.33), the upper limit value  $f_{MAX}$  of the frequency of  $G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f)$  to be summed is  $(2f_c - \epsilon)$ . Because, if  $G_{\Delta\phi\Delta\phi}(f)$  is summed in the frequency range wider than the clock frequency, the harmonics of the clock frequency are included in  $J_{RMS}$ .

5        In a measurement of an RMS jitter in frequency domain, there are required a phase detector, a signal generator whose phase noise is small and a spectrum analyzer. As can be understood from the equation (3.33) and Fig. 28, a phase noise spectrum is measured by frequency-sweeping a low frequency range. For this reason, the  
10        measuring method requires a measurement time period of approximately 10 minutes, and cannot be applied to the test of a microprocessor. In addition, in the measurement of an RMS jitter in frequency domain, a peak-to-peak jitter cannot be estimated since the phase information has been lost.

15        As described above, in the conventional method of measuring a jitter, a peak-to-peak jitter is measured in time domain using an oscilloscope. The basic method of measuring a jitter in time domain is the zero crossing method. The biggest drawback of this method is that a time resolution of a period measurement cannot be made fine  
20        independently on the period of a signal under test. For this reason, a time interval analyzer for simultaneously counting the integer values  $n_i$  of the zero crossings of the signal under test  $n_i (2\pi)$  and the elapsed time periods  $t_i$  was invented. However, the data existing between the zero crossings cannot be measured. That is, the time  
25        interval analyzer also cannot exceed the limit of the zero crossing method.

On the other hand, an RMS jitter is measured in frequency domain using a spectrum analyzer. Since the phase information has been lost, a peak-to-peak jitter cannot be estimated.

30        In addition, either case of measuring a jitter in time domain or



measuring an RMS jitter in frequency domain requires a measurement time of approximately 10 minutes. In a test of a VLSI, a testing time of only approximately 100 msec is allocated to one test item. Therefore, there is a serious drawback in the conventional method of measuring a jitter that the method cannot be applied to a test of a VLSI in the manufacturing process thereof.

A clock frequency of a microcomputer has been shifting toward a higher frequency with a rate of 2.5 times per five years. Therefore, a clock jitter of a microcomputer cannot be measured unless the method of measuring a clock jitter is scalable with respect to the measuring time resolution. A peak-to-peak jitter has conventionally been measured in time domain using a oscilloscope or a time interval analyzer. In order to measure a peak-to-peak jitter of a clock signal having a higher frequency using those measuring devices, it is necessary to increase a sampling rate (the number of samples per second) or to decrease a sampling interval. That is, those hardware devices must be developed at least every five years.

Problems in measuring a jitter of CD or DVD will be described. In CD or DVD, a light beam is focused on a disk, and a reflected light returned from a pit is detected by an optical pick-up, and then the detected light is converted into an RF signal (an electrical signal) by a photo-diode. The pit on the disk is formed in the state that the pit is slightly elongated or shortened in its length direction. As a result, rising-up and falling-down characteristics (duty ratio) of the RF signal become asymmetric. For example, when an eye pattern of the RF signal is observed using an oscilloscope, its center is shifted along the y axis. Therefore, in order to evaluate a jitter of the disk, the rising edge and the falling edge of the RF signal must be distinguished. In the measurement of an RMS jitter using a spectrum analyzer, the rising edge and the falling edge of the RF signal cannot be distinguished.

In addition, as mentioned above, a clock frequency of a microcomputer has been increased with a rate of 2.5 times per five years. For measuring a peak-to-peak jitter of a clock signal having a higher frequency, it is necessary for an AD converter for inputting  
5 to a digital oscilloscope to operate at higher speed in accordance with the higher frequency of the clock signal and to have a resolution equal to or more than eight bits.

#### SUMMARY OF THE INVENTION

10 It is an object of the present invention to provide an apparatus for and a method of measuring a jitter wherein a peak-to-peak jitter or an RMS jitter can be measured in a short test time of approximately 100 msec or so.

15 It is another object of the present invention to provide an apparatus for and a method of measuring a jitter wherein data obtained from the conventional RMS jitter measurement or the conventional peak-to-peak jitter measurement can be utilized.

It is further another object of the present invention to provide a scalable apparatus for and a scalable method of measuring a jitter.

20 It is yet further another object of the present invention to provide an apparatus for and a method of measuring a jitter that can measure a peak-to peak jitter and/or an RMS jitter each corresponding to a rising edge or a falling edge of a waveform.

25 It is yet further another object of the present invention to provide an apparatus for measuring a jitter that does not require an AD converter.

It is yet further another object of the present invention to provide an apparatus for measuring a jitter that is compatible with a method of measuring a peak-to-peak jitter of a conventional zero crossing method shown in Fig. 24

and/or a method of measuring an RMS jitter of a phase detecting method shown in Fig. 29.

It is yet further another object of the present invention to provide an apparatus that can measure a cycle-to-cycle jitter.

5 It is yet further another object of the present invention to provide an apparatus for measuring a jitter that can measure a histogram of jitter.

### DISCLOSURE OF THE INVENTION

10 In order to achieve the above objects, in one aspect of the present invention, there is provided an apparatus for measuring a jitter wherein a clock waveform  $X_c(t)$  is transformed into a complex analytic signal using analytic signal transforming means to obtain, by linear phase eliminating means, a variable term that is obtained by eliminating linear phase from an instantaneous phase of this  
15 analytic signal, i.e., a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$ , and a jitter of the clock waveform is obtained, by jitter detecting means, from this phase noise waveform.

In another aspect of the present invention, there is provided a method of measuring a jitter comprising the steps of: transforming  
20 a clock waveform  $X_c(t)$  into a complex analytic signal; estimating a variable term that is obtained by removing a linear phase from an instantaneous phase of this analytic signal, i.e., a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$ ; and obtaining a jitter from the phase noise waveform.

25 An RMS jitter is obtained from the phase noise waveform. In addition, the phase noise waveform is sampled in the proximity of a zero crossing point of real part of an analytic signal, and a differential waveform of the sample phase noise waveform is calculated to obtain a peak-to-peak jitter from the differential phase  
30 noise waveform.

There are provided a scalable apparatus for and a scalable method of measuring a jitter that are constructed such that the clock waveform is frequency-divided by a frequency divider, and thereafter the frequency-divided clock waveform is transformed into an analytic signal.

In further another aspect of the present invention, the clock waveform is compared with a reference analog quantity by a comparator, and an output signal of the comparator is transformed into an analytic signal.

#### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

Fig. 1 is a diagram showing a relationship between a clock period of a microcomputer and an RMS jitter;

Fig. 2 is a diagram showing a Pentium processor and its on-chip clock driver circuit;

Fig. 3 is a diagram showing comparisons between a PLL of a computer system and a PLL of a communication system;

Fig. 4 is a diagram showing a basic configuration of a PLL circuit;

Fig. 5 is a block diagram showing an example of a phase-frequency detector;

Fig. 6 is a state transition diagram of the phase-frequency detector;

Fig. 7 shows the operation waveforms of the phase-frequency detector when a frequency error is negative;

Fig. 8(a) is a diagram showing a charge pump circuit, and Fig. 8(b) is a diagram showing a relationship between a switch control signal and an output current of the charge pump circuit;

Fig. 9(a) is a diagram showing a loop filter circuit, and Fig. 9(b) is a diagram showing a relationship between a constant current inputted to the circuit of Fig. 9(a) and an output control voltage;

Fig. 10 is a circuit diagram showing a passive lag filter;

5 Fig. 11 shows an example of a VCO circuit;

Fig. 12 shows an example of a jitter of a clock;

Fig. 13 is a diagram for explaining a method of measuring a jitter;

10 Fig. 14 is a diagram showing a spectrum of an output signal of an ideal oscillator;

Fig. 15 is a diagram showing a variation of zero crossing caused by a phase noise;

Fig. 16 is a diagram showing a diffusion of a spectrum caused by a phase noise;

15 Fig. 17 is a block diagram showing a VCO circuit in which a noise is added to its input end;

Fig. 18 is a block diagram showing another VCO circuit equivalent to the VCO circuit in which a noise is added to its input end;

20 Fig. 19 is a block diagram showing a VCO circuit having an internal phase noise;

Fig. 20 is a block diagram showing a PLL circuit which simulates a jitter;

Fig. 21 is a diagram showing an ideal clock waveform;

25 Fig. 22 is a waveform diagram showing a clock waveform and its Hilbert-transformed result;

Fig. 23 is a diagram showing an example of a measured peak-to-peak jitter in time domain;

Fig. 24 is a typical model diagram showing a measuring system of a peak-to-peak jitter;

Fig. 25(a) is a diagram showing zero crossing points of a clock signal, and Fig. 25(b) is a diagram showing instantaneous periods of those zero crossing points;

Fig. 26 is a diagram showing a set of phase noises and a set of phase noises which can be sampled by a zero crossing method;

Fig. 27 is a diagram showing the zero crossing in a complex plane;

Fig. 28 is a waveform diagram showing a measured example of an RMS jitter in frequency domain;

Fig. 29 is a typical model diagram showing a measuring system of an RMS jitter;

Fig. 30(a) is a diagram showing a functional construction by which a real part of a random phase modulation signal is extracted, and Fig. 30(b) is a diagram showing a functional construction by which a random phase modulation signal is extracted as an analytic signal;

Fig. 31 is a diagram showing an oscillation waveform of a VCO as an analytic signal;

Fig. 32 is a block diagram showing a first embodiment of an apparatus for measuring a jitter according to the present invention;

Fig. 33 is a diagram showing a constant frequency signal for measuring a jitter;

Fig. 34 is a typical model diagram showing a jitter measuring system wherein an apparatus for measuring a jitter according to the present invention is used;

Fig. 35(a) is a diagram showing a Hilbert pair generator, Fig.

35(b) is a diagram showing an input waveform of the Hilbert pair generator, and Fig. 35 (c) is a diagram showing an output waveform of the Hilbert pair generator;

Fig. 36(a) is a diagram showing a clock waveform, Fig. 36(b) is a diagram showing a spectrum obtained by applying FFT to the clock waveform of Fig. 36(a), Fig. 36(c) is a diagram showing a spectrum obtained by bandpass-filtering the spectrum of Fig. 36(b), and Fig. 36(d) is a waveform diagram showing a waveform obtained by applying inverse FFT to the spectrum of Fig. 36(c);

Fig. 37(a) is a diagram showing an input signal of an instantaneous phase estimator, Fig. 37(b) is a diagram showing an instantaneous phase, Fig. 37(c) is a diagram showing an unwrapped phase, and Fig. 37(d) is a diagram showing the instantaneous phase estimator;

Fig. 38(a) is a diagram showing an input phase  $\phi(t)$  of a linear phase remover, Fig. 38(b) is a diagram showing an output  $\Delta\phi(t)$  of the linear phase remover, and Fig. 38(c) is a diagram showing the linear phase remover;

Fig. 39(a) is a diagram showing an input clock waveform, Fig. 39(b) is a diagram showing an output of its  $\Delta\phi(t)$  method, and Fig. 39(c) is a diagram showing an output period of the zero crossing method;

Fig. 40(a) shows an apparatus for measuring a jitter in which a quadrature modulation system is used in analytic signal transforming means, and Fig. 40(b) is a block diagram showing an apparatus for measuring a jitter in which a heterodyne system is used in the input stage thereof;

Fig. 41 is a diagram showing differences between a sampling method in the zero crossing method and a sampling method in the method of the present invention;

Fig. 42(a) is a diagram showing the fundamental wave spectrum, and Fig. 42(b) is a diagram showing a clock waveform of the fundamental wave spectrum;

5 Fig. 43(a) is a diagram showing a partial sum spectrum of up to 13th order harmonics, and Fig. 43(b) is a diagram showing a clock waveform the partial sum spectrum of up to 13th order harmonics;

10 Fig. 44(a) is a diagram showing a relative error of period estimated from a restored waveform of up to a certain order of harmonics, and Fig. 44(b) is a diagram showing a relative error of a root-mean-square value estimated from a restored waveform for a root-mean-square value of the original clock waveform up to a certain order of harmonics;

Fig. 45 is a diagram showing parameters of a MOSFET;

Fig. 46 is a block diagram showing a jitter-free PLL circuit;

15 Fig. 47(a) is a diagram showing a waveform at input of a VCO in the jitter-free PLL circuit, and Fig. 47(b) is a diagram showing a waveform at output of the VCO in the jitter-free PLL circuit;

20 Fig. 48(a) is a diagram showing an output waveform of a VCO in the jitter-free PLL circuit, and Fig. 48(b) is a diagram showing a phase noise waveform of the VCO in the jitter-free PLL circuit;

Fig. 49(a) is a diagram showing an instantaneous period of a phase noise of the jitter-free PLL circuit, and Fig. 49(b) is a diagram showing a waveform of the phase noise of the jitter-free PLL circuit;

25 Fig. 50 is a block diagram showing a jittery PLL circuit;

Fig. 51(a) is a diagram showing a waveform at input of a VCO in the jittery PLL circuit, and Fig. 51(b) is a diagram showing a waveform at output of a VCO in the jittery PLL circuit;

Fig. 52(a) is a diagram showing an output waveform of a VCO



in the jittery PLL circuit, and Fig. 52(b) is a diagram showing a phase noise waveform of the output waveform of the VCO in the jittery PLL circuit;

5 Fig. 53(a) is a diagram showing an instantaneous period of a phase noise of the jittery PLL circuit, and Fig. 53(b) is a diagram showing a waveform of the phase noise of the jittery PLL circuit;

Fig. 54(a) is a diagram showing an RMS jitter estimated by a spectrum method, and Fig. 54(b) is a diagram showing  $\Delta\phi(t)$  estimated by a phase noise waveform estimating method;

10 Fig. 55 is a diagram for comparing estimated values of the RMS jitter;

Fig. 56(a) is a diagram showing a peak-to-peak jitter estimated by the zero crossing method, and Fig. 56(b) is a diagram showing a peak-to-peak jitter estimated by the phase noise waveform  
15 estimating method;

Fig. 57 is a diagram for comparing estimated values of the peak-to-peak jitter;

Fig. 58(a) is a diagram showing a result when an instantaneous period of a PLL clock is measured by the zero crossing method, and  
20 Fig. 58(b) is a waveform diagram showing a phase noise estimated by  $\Delta\phi(t)$  method;

Fig. 59 is a diagram for comparing estimated values of the RMS jitter of a frequency-divided clock;

25 Fig. 60 is a diagram for comparing estimated values of the peak-to-peak jitter of a frequency-divided clock;

Fig. 61(a) is a waveform diagram showing a phase noise spectrum when  $3\sigma$  is 0.15V, and Fig. 61(b) is a waveform diagram showing a phase noise spectrum when  $3\sigma$  is 0.10V;

Fig. 62 is a waveform diagram showing an example of a Hilbert

pair;

Fig. 63 is a waveform diagram showing another example of a Hilbert pair;

5 Fig. 64 is a waveform diagram for explaining a difference between peak-to-peak jitters;

Fig. 65 is a diagram in which estimated values of the peak-to-peak jitter are plotted;

10 Fig. 66(a) is a waveform diagram showing a VCO input of a delay-fault free PLL circuit, and Fig. 66(b) is a waveform diagram showing a PLL clock of a delay-fault free PLL circuit;

Fig. 67 is a block diagram showing a specific example of the analytic signal transforming means 11;

15 Fig. 68 is a block diagram showing respective specific examples of an instantaneous phase estimator 12 and a linear phase remover 13;

Fig. 69 is a block diagram showing another specific example of the analytic signal transformer means 11 and an example of an apparatus for measuring a jitter to which a spectrum analyzing part is added;

20 Fig. 70A is a diagram showing a  $1/2$  frequency divider;

Fig. 70B is a diagram showing an input waveform T and an output waveform Q of the frequency divider shown in Fig. 70A;

25 Fig. 71 is a block diagram showing a system configuration for measuring a jitter of the frequency-divided clock waveform by a digital oscilloscope;

Fig. 72 is a diagram showing a relationship between a peak-to-peak jitter measured by the system shown in Fig. 71 and the number of frequency divisions N of the frequency divider;

Fig. 73 is a diagram showing a relationship between an RMS jitter measured by the system shown in Fig. 71 and the number of frequency divisions  $N$  of the frequency divider;

5 Fig. 74 is a block diagram showing a system configuration for measuring a jitter of the frequency-divided clock waveform using a  $\Delta\phi$  evaluator;

Fig. 75 is a diagram showing a relationship between a peak-to-peak jitter measured by the system shown in Fig. 74 and the number of frequency divisions  $N$  of the frequency divider;

10 Fig. 76 is a diagram showing a relationship between an RMS jitter measured by the system shown in Fig. 74 and the number of frequency divisions  $N$  of the frequency divider;

15 Fig. 77 is a diagram showing respective results when a clock signal close to a sine wave is supplied to an analog to digital converter and a comparator, where peak-to-peak jitters are measured;

Fig. 78 is a diagram showing respective results when a clock signal close to a sine wave is supplied to an analog to digital converter and a comparator, where RMS jitters are measured;

20 Fig. 79 is a diagram showing respective results when a clock signal having a square wave shape is supplied to an analog to digital converter and a comparator, where peak-to-peak jitters are measured;

25 Fig. 80 is a diagram showing respective results when a clock signal having a square wave shape is supplied to an analog to digital converter and a comparator, where RMS jitters are measured.

Fig. 81a is a diagram showing a jitter of relative time of a zero crossing, and Fig. 81b is a diagram showing a jitter against an ideal timing;

Fig. 82 is a block diagram showing a functional configuration of an

embodiment in which the present invention is applied to a measurement of a peak-to-peak jitter;

Fig. 83 is a diagram showing approximate zero crossing points, samples of the phase noise waveform and their differentials in the embodiment shown in Fig. 82;

Fig. 84 is a diagram showing a configuration of an experiment of a peak-to-peak jitter measurement using a conventional time interval analyzer;

Fig. 85 is a diagram showing a configuration of an experiment of a peak-to-peak jitter measurement using an apparatus of the embodiment shown in Fig. 82;

Fig. 86 is a diagram showing, by peak values of jitter, a measured experimental result of a peak-to-peak jitter;

Fig. 87 is a diagram showing, by root-mean-square values of jitter, a measured experimental result of a peak-to-peak jitter;

Fig. 88 is a diagram showing further another embodiment of the present invention;

Fig. 89 is a diagram showing, by peak values of jitter, a measured experimental result of an RMS jitter;

Fig. 90 is a diagram showing, by root-mean-square values of jitter, a measured experimental result of an RMS jitter;

Fig. 91 is a diagram showing an embodiment in which the present invention is applied to a measurement of a cycle-to-cycle jitter;

Fig. 92 is a diagram showing a measured experimental result of a cycle-to-cycle jitter;

Fig. 93 is a diagram showing a histogram of sine wave jitter measured by a conventional apparatus;

Fig. 94 is a diagram showing a histogram of sine wave jitter measured in the embodiment shown in Fig. 82;

Fig. 95 is a diagram showing a histogram of the phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  measured in the embodiment shown in Fig. 68;

Fig. 96 is a diagram showing a histogram of cycle-to-cycle jitter measured in the embodiment shown in Fig. 91;

5        Fig. 97 is a diagram showing a histogram of random jitter measured by the conventional apparatus;

Fig. 98 is a diagram showing a histogram of random jitter measured in the embodiment shown in Fig. 82;

10       Fig. 99a is a diagram showing a waveform of a real part of an analytic signal, Fig. 99b is a diagram showing a phase noise waveform and its zero-crossing sample values, and Fig. 99c is a diagram showing a peak-to-peak jitter obtained by a differential calculation in the case of  $T_s = T_{in}$ ;

15       Fig. 100 is a diagram showing a correlation among each sampling time point of the phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  required in the differential calculation in the case of  $T_s < T_{in}$ , its sample value and a time point when the differential value is obtained;

20       Fig. 101a is a diagram showing a waveform of a real part of an analytic signal, Fig. 101b is a diagram showing a phase noise waveform and its zero-crossing sample values, and Fig. 101c is a diagram showing a peak-to-peak jitter obtained by a differential calculation in the case of  $T_s = 1$  and  $T_{in} = 17$ ;

Fig. 102a is a diagram showing a peak-to-peak jitter obtained in the case of  $T_s = T_{in}$  with respect to a sine wave jitter, and Fig. 102b is a diagram showing a peak-to-peak jitter obtained in the case of  $T_s = 1$  and  $T_{in} = 17$  with respect to a sine wave jitter;

25       Fig. 103a is a diagram showing a configuration for performing an ordinary AD conversion, and Fig. 103b is a diagram showing a configuration for performing an AD conversion by an under-sampling method;

Fig. 104a is a diagram showing a waveform of a series of sample values

when an input signal is sampled as per usual in its high frequency state, and Fig. 104b is a diagram showing a waveform of a series of sample values when an input signal is sampled by the under-sampling method; and

Fig. 105a is a diagram showing a spectrum of the series of sample values shown in Fig. 104a, and Fig. 105b is a diagram showing a spectrum of the series of sample values shown in Fig. 104b;

### BEST MODES FOR CARRYING OUT THE INVENTION

In the study and development of a PLL circuit, a conventional method of measuring a jitter is still utilized, and the compatibility between a data in a test stage and a data in a development stage is an important problem. Particularly, in order to make a design change in a short period of time and/or in order to improve a process to realize an improvement of the production yield, a test method which can share the test results is a key point. From this view point, the present invention provides a method and an apparatus which are reasonable as a clock test method.

In order to realize the compatibility with an RMS jitter, the shape of a phase noise power spectrum must be maintained in frequency domain. This can be solved by using an analytic signal already discussed. Next, in order to realize the compatibility with a peak-to-peak jitter measurement, a method of maintaining the zero crossing of a waveform is required. Incidentally, as already shown clearly, the fundamental wave of a clock waveform maintains zero crossing information of the original clock ("theorem of zero crossing"). Therefore, for a measurement of a peak-to-peak jitter, it is sufficient to estimate a phase angle utilizing only the fundamental wave of the clock waveform. For example, the equation (2.5.2) or (3.23) corresponds to this fundamental wave.

From the equation (2.5.2) or (3.23), it can be interpreted that a

phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  randomly changes a phase of a carrier wave corresponding to the clock frequency. As a result of this random phase modulation, a period of the carrier wave is fluctuated and hence a jitter is generated. An actually observable quantity is, as shown in Fig. 30(a), only a real part of the random phase modulation signal (for example, refer to a reference literature c16). However, if an imaginary part could also be observed simultaneously, a phase angle can easily be obtained. This concept corresponds to that the clock waveform is regarded as the aforementioned analytic signal. Fig. 30(b) illustrates a block diagram when the clock waveform is regarded as an analytic signal. When the inside of the PLL circuit is considered, as shown in Fig. 31, an oscillation waveform of a voltage-controlled oscillator (VCO) could be handled as the analytic signal.

In this case, the  $\Delta\phi(t)$  randomly phase-modulates the clock waveform. Therefore, it is an object of the present invention to provide a method of deriving  $\Delta\phi(t)$  from the clock waveform. Fig. 32 shows a block diagram of a first embodiment of an apparatus for measuring a jitter according to the present invention. For example, an analog clock waveform from a PLL circuit under test 17 is converted into a digital clock signal by an analog to digital converter ADC, and the digital clock signal is supplied to a Hilbert pair generator acting as analytic signal transforming means 11 by which the digital clock signal is transformed into a complex analytic signal. Regarding this analytic signal, an instantaneous phase of the analytic signal is estimated by an instantaneous phase estimator 12. A linear phase is removed from the instantaneous phase by a linear phase removing means 13 to obtain a variable part of the instantaneous phase, i.e., a phase noise waveform. A peak-to-peak jitter is detected from the phase noise waveform by a peak-to-peak detector 14. In addition, a root-mean-square jitter is detected from

the phase noise waveform by a root-mean-square detector 15.

As already mentioned above, a reference clock signal which continues to strictly maintain a constant period is applied to the PLL circuit under test. Fig. 33 shows the reference clock signal. As a result, the PLL circuit under test does not internally generate a phase error, and hence only a random jitter caused by a VCO appears on the clock waveform. An acquired clock waveform is transformed to an analytic signal, and its instantaneous phase is estimated to measure a jitter based on the dispersion from a linear phase. Fig. 34 shows a jitter test system to which the present invention is applied.

Each block can also be realized by an analog signal processing. However, in the present invention, each block is practiced by a digital signal processing. Because, a digital signal processing is more flexible than an analog signal processing, and its speed and accuracy can easily be changed in accordance with the hardware cast. Conjecturing from the present inventors' experience in developing a noise analyzing apparatus for a TV picture signal, the required number of bits in quantizing a clock waveform would be equal to or more than 10 bits.

Now, an algorithm for measuring a jitter used in the present invention will be described.

A Hilbert pair generator as analytic signal transforming means 11 shown in Figs. 32 and 35 transforms a clock waveform  $X_c(t)$  into an analytic signal  $Z_c(t)$ . From the equation (3.6), the Hilbert-transformed result of  $X_c(t)$  is given by the following equation (3.34).

$$\bar{x}_c(t) = H[x_c(t)] = A_c \sin(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) \quad (3.34)$$

If  $X_c(t)$  and  $\bar{x}_c(t)$  are assumed to be a real part and an imaginary part



of a complex number, respectively, an analytic signal is given by the following equation (3.35).

$$\begin{aligned} z_c(t) &= x_c(t) + j\hat{x}_c(t) \\ &= A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) + j A_c \sin(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) \end{aligned} \quad (3.35)$$

In this case, it is preferable as shown in Fig. 35 that the clock waveform  $X_c(t)$  is passed through the bandpass filter 21a to remove high frequency components and a direct current component, and that the filter output is used as a real part of the analytic signal  $Z_c(t)$  and an output of the Hilbert transformer 21 that is a result of Hilbert transform of the filter output is used as an imaginary part of the analytic signal  $Z_c(t)$ . When the fundamental wave frequency of the clock waveform  $X_c(t)$  is assumed to be  $f_0$ , the passband of the bandpass filter 21a is  $f_0/2-1.5f_0$ . Further, there is a Hilbert transformer 21 in which a bandpass filter is provided. In this case, the clock waveform  $X_c(t)$  is supplied to the Hilbert transformer 21 so that the clock waveform  $X_c(t)$  is passed through the internal bandpass filter, and thereafter the filter output is Hilbert-transformed to be used as an imaginary part. On the other hand, the clock waveform  $X_c(t)$  is passed through the bandpass filter to be used as a real part.

The following Algorithm 3 is a computation or calculation procedure utilizing "theorem of zero crossing (the fundamental wave of a waveform holds the zero crossing information of the original waveform)". That is, the Algorithm 3 is the calculation procedure utilizing this demonstration. In other words, the Algorithm 3 transforms only the fundamental wave of a clock waveform into an analytic signal. Fig. 36(a) shows the original clock waveform which has a shape close to a square wave. Namely, this analytic signal transforming means 11 fourier-transforms, as shown in Fig. 67, the clock waveform using the FFT part 21. Fig.

36(b) shows a two-sided power spectrum which is the result of the Fourier transform. Then the negative frequency components are cut-off by the bandpass filter 22. At the same time, as shown in Fig. 36(c), only the fundamental wave of the clock waveform is  
5 extracted by a bandpass filter 22. That is, in this step, Hilbert-transform and the bandpass filtering are simultaneously performed. When the spectrum shown in Fig. 36(c) is inverse-Fourier-transformed by an inverse FFT part 23, an analytic signal is  
10 the fundamental wave are extracted by the bandpass filtering, the analytic signal shown in Fig. 36(d) corresponds to the fundamental wave of the clock waveform, and  $X_c(t)$  indicated by a solid line is a sum of sine waves.

Algorithm 3 (Procedure to transform a real waveform into an  
15 analytic signal of the fundamental wave thereof):

1. By using fast Fourier transform,  $X_c(t)$  is transformed into frequency domain;
2. Negative frequency components are cut to zero. Frequency components in the proximity of the clock frequency are extracted by  
20 a bandpass filtering, and other frequency components are cut to zero;
3. The spectrum is transformed into time domain using inverse fast Fourier transform.

An instantaneous phase estimator 12 estimates an instantaneous  
25 phase of  $X_c(t)$  using  $Z_c(t)$ . That is, the following equation (3.36.1) is obtained.

$$\Theta(t) = [2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)] \bmod 2\pi \quad (3.36.1)$$

Next, the instantaneous phase estimator 12 applies the  
aforementioned phase unwrap method to the  $\Theta(t)$ . Namely, as  
shown in Fig. 68, the instantaneous phase estimator comprises an  
instantaneous phase evaluating part 24 for estimating an  
5 instantaneous phase of the analytic signal  $Z_c(t)$  and a continuous  
phase converting part 25 for applying an unwrapping method to the  
estimated instantaneous phase  $\Theta(t)$  to obtain a continuous phase  $\theta(t)$ .  
As a result of the continuous phase conversion, the following  
equation (3.36.2) is obtained.

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t) \quad (3.36.2)$$

Figs. 37(b) and 37(c) show an instantaneous phase and an  
unwrapped phase, respectively. In addition, a linear phase remover  
15 13 estimates, using the aforementioned linear trend estimating  
method, a linear phase  $[2\pi f_c t + \theta_c]$  based on  $\theta(t)$  by a linear phase  
estimating part 26. Next, if the linear phase is removed from  $\theta(t)$  by  
a subtracting part 27, a variable term  $\Delta\phi(t)$  of the instantaneous  
phase, namely, a phase noise waveform expressed by the following  
20 equation (3.36.3) can be obtained.

$$\theta(t) = \Delta\phi(t) \quad (3.36.3)$$

Fig. 37(b) shows the  $\Delta\phi(t)$ . The jitter measuring algorithm used  
25 in the present invention can estimate concurrently a peak-to-peak  
jitter  $J_{PP}$  and an RMS jitter  $J_{RMS}$  from the  $\Delta\phi(t)$  by the peak-to-  
peak detector 14 and the root-mean-square detector 15. That  
is, the following equations (3.37) and (3.38) can be obtained.

$$J_{pp} = \max_k(\Delta\phi(k)) - \min_l(\Delta\phi(l)) \quad (3.37)$$

$$J_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta\phi^2(k)} \quad (3.38)$$

5 Hereinafter, the method according to the present invention is also referred to as  $\Delta\phi(t)$  method.

Next, the method according to the present invention will be logically compared with the zero crossing method.

10 First, when only a rise edge of a signal (equal to the zero crossing) is sampled, it will be proven that the  $\Delta\phi(t)$  method is equivalent to the zero crossing method. Now, when the period of the zero crossing is expressed as  $T_{ZERO}$ , a clock waveform  $X_c(t)$  is expressed by the following equation (3.39).

$$15 \quad x_c(t) = A_c \sin\left(\frac{2\pi}{T_{ZERO}} t\right) \quad (3.39)$$

Using the equation (3.35), an analytic signal expressed by the following equation (3.40) is obtained.

$$\begin{aligned} 20 \quad z_c(t) &= x_c(t) + j\hat{x}_c(t) \\ &= A_c \sin\left(\frac{2\pi}{T_{ZERO}} t\right) - jA_c \cos\left(\frac{2\pi}{T_{ZERO}} t\right) \end{aligned} \quad (3.40)$$

From the equation (3.10.3), an instantaneous frequency of  $Z_c(t)$  is

given by the following equation (3.41).

$$f(t) = \frac{\omega(t)}{2\pi} = \frac{d\Theta(t)}{dt} = \frac{x_c(t)\hat{x}'_c(t) - \hat{x}_c(t)x'_c(t)}{x_c^2(t) + \hat{x}_c^2(t)} \quad (3.41)$$

5 Accordingly,  $f(t)$  can be expressed as follows.

$$f(t) = \frac{1}{T_{ZERO}} \quad (3.42)$$

10 That is, when only a rise edge of a signal is sampled, it has been proven that the  $\Delta\phi(t)$  method is equivalent to the zero crossing method.

15 In the zero crossing method, a time resolution of the period measurement cannot arbitrarily be selected. The time resolution of this method is determined by the zero crossing of the signal under measurement. On the other hand, in the  $\Delta\phi(t)$  method, both time resolution and phase resolution can be improved by increasing the number of samples per period. Fig. 39 shows a comparison between the data of the conventional zero crossing method and the data of the  $\Delta\phi(t)$  method. It can be seen that the time resolution on the time axis and the phase resolution on the longitudinal axis have been improved.

25 Here, let's compare an upper limit of the sampling interval of the  $\Delta\phi(t)$  method with that of the zero crossing method. The upper limit of the sampling interval of the  $\Delta\phi(t)$  method can be derived from the conditions described above. That is, in order to uniquely perform a phase unwrap, a phase difference between adjacent analytic signals  $Z_c(t)$  must be smaller than  $\pi$ . In order for  $Z_c(t)$  to

satisfy this condition, at least two samples must be sampled in equal interval within a period. For example, since the frequency of  $X_c(t)$  given by the equation (3.23) is  $f_c$ , the upper limit of the sampling interval is  $1/2f_c$ . On the other hand, the upper limit of the equivalent sampling interval of the zero crossing method is  $1/f_c$ .

Next, a sampling method using a quadrature modulation will be described. The clock frequency of a microcomputer has been being shifted to a higher frequency with the rate of 2.5 times per 5 years. Therefore, unless the method of measuring a jitter is scalable with respect to a measuring time resolution, a clock jitter of a microcomputer cannot be measured. A method of making the method of measuring a jitter scalable is the quadrature modulation. As can be seen from Figs. 28 and 16, in a jittery clock waveform, a phase noise spectrum is diffused from the clock frequency as a central frequency. That is, a jittery clock waveform is a band-limited signal. For this reason, there is a possibility to decrease the lower limit of the sampling frequency by combining the quadrature modulation with a lowpass filter.

Fig. 40(a) is a block diagram showing a phase estimator for estimating  $\Delta\phi(t)$  of a clock waveform using a quadrature modulation system. Inputted  $X_c(t)$  is multiplied by the following equation (3.43) in a complex mixer.

$$\cos(2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta) + j\sin(2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta) \quad (3.43)$$

A complex output of the lowpass filter is given by the following equation (3.44).

$$\frac{A_c}{2} [\cos(2\pi\Delta f t + (\theta - \theta_c) - \Delta\phi(t)) + j\sin(2\pi\Delta f t + (\theta - \theta_c) - \Delta\phi(t))]$$

(3. 44)

That is, the  $X_c(t)$  is transformed to an analytic signal  $Z_c(t)$  by the quadrature modulation and the lowpass filter, and the frequency is decreased to  $\Delta f$ . Thereafter, the analog signal is converted to a digital signal, and an instantaneous phase of the  $X_c(t)$  is estimated by an instantaneous phase estimator so that an estimated instantaneous phase  $\Theta(t)$  expressed by the following equation (3.45) can be obtained.

$$\Theta(t) = [2\pi\Delta ft + (\theta - \theta_c) - \Delta\phi(t)] \bmod 2\pi \quad (3. 45)$$

Similarly to the previous example, a phase unwrap is applied to the  $\Theta(t)$  and a linear phase is removed by a linear phase remover so that the following equation (3.46) can be obtained.

$$\theta(t) = -\Delta\phi(t) \quad (3.46)$$

As mentioned above, it has been proven that the lower limit of the sampling frequency of the  $\Delta\phi(t)$  method can be reduced from  $2f_c$  to  $2(\Delta f)$  by combining the quadrature modulation with a lowpass filter. Similarly, the lower limit of the equivalent sampling frequency of the zero crossing method can also be reduced from  $f_c$  to  $\Delta f$ . A similar effect can also be obtained by combining a heterodyne system shown in Fig. 40(b) with a lowpass filter. Namely, an inputted clock waveform  $X_c(t)$  is multiplied by  $\cos(2\pi(fc+\Delta f)t+\theta)$  by the mixer, and a frequency difference component is extracted from the output of the mixer by a lowpass filter or a bandpass filter. The frequency difference component is converted into a digital signal by the ADC, and the digital signal is





supplied, for example, to the Hilbert pair generator acting as the analytic signal transforming means 11.

Finally, measuring time periods  $T_{\text{meas}}$  of the  $\Delta\phi(t)$  method and the zero crossing method will be derived. The  $T_{\text{meas,ZERO}}$  of the zero crossing method is given, by the following equation (3.47.1), as a time period required for collecting the  $\Delta\phi(t)$  of N points corresponding to the lower limit of an equivalent sampling frequency  $\Delta f$ .

$$T_{\text{meas,ZERO}} \geq \frac{N}{\Delta f} \quad (3.47.1)$$

On the other hand, regarding the  $\Delta\phi(t)$  method, a case of K times of the number of samples per period will be discussed. Therefore, a time period required for sampling, in the  $\Delta\phi(t)$  method, N points of the  $\Delta\phi(t)$  with a frequency  $2K(\Delta f)$  which is K times as high as the frequency of the lower limit of sampling frequency is given by the following equation (3.47.2).

$$T_{\text{meas},\Delta\phi} = \frac{1}{2K} \left( \frac{N}{\Delta f} \right) \quad (3.47.2)$$

That is, the  $\Delta\phi(t)$  method can measure the  $\Delta\phi(t)$  2K times faster than the zero crossing method. In addition, in the  $\Delta\phi(t)$  method, it can be understood that the measuring time resolution can be changed to be scalable by adjusting the K. On the contrary, the time resolution of the zero crossing method has been determined by  $\Delta f$ . Fig. 41 shows a comparison between the  $\Delta\phi(t)$  method and the zero crossing method.

Next, a method of estimating a power spectrum density function of a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  will be explained. In the aforementioned Algorithm 3, since only the fundamental wave is extracted by a bandpass filtering, there is a drawback that a  
5 frequency range by which a spectrum distribution of the  $\Delta\phi(t)$  can be observed is limited. Since an Algorithm 4 described below is aimed to observe a spectrum distribution of the  $\Delta\phi(t)$ , a bandpass filtering is not used therein. Conversely, the Algorithm 4 described below cannot be used for observing the  $\Delta\phi(t)$ .

10 When an analytic signal  $Z_c(t)$  is estimated, fast Fourier transform is used. In this case,  $X_c(t)W(t)$  (a waveform obtained by multiplying the  $X_c(t)$  by a window function  $W(t)$ ) is fast-Fourier-transformed. Generally, an amplitude of the  $W(t)$  has a value close to zero at the proximity of the first time point and the last time point  
15 (for example, refer to a reference literature c17). For this reason, the waveform  $X_c(t)W(t)$  calculated by Inverse Fourier transform has a large error at the proximity of the first time point and the last time point, and hence the  $X_c(t)W(t)$  cannot be used as a data. Also in the estimation of a  $Z_c(t)$ ,  $X_c(t)W(t)$  corresponding to the central portion,  
20 i.e., approximately 50 % of the window function is multiplied by an inverse number of the window function,  $1/W(t)$  to estimate the  $Z_c(t)$ , and the values of the both ends of  $X_c(t)W(t)$  are obliged to be discarded.

25 In this method, only  $Z_c(t)$  of 512 points can be estimated from  $X_c(t)$  of 1024 points. In this case, it is assumed that  $X_c(t)$  is recorded in a waveform recording buffer. In order to increase the number of samples for  $Z_c(t)$ , it is necessary to segment the waveform recording buffer such that the waveform partially overlaps with the preceding waveform, to calculate  $Z_c(t)$   
30 corresponding to each time interval, and finally to compose each  $Z_c(t)$  to obtain the entire composite  $Z_c(t)$ .

When  $Z_c(t)$  is estimated, a window function which applies only the minimum modulation to an amplitude of  $X_c(t)$  should be used. The window function which can satisfy this condition is Hanning (a reference literature c17). This has only the minimum, i.e., 1, spectrum at each of the upper sideband and the lower sideband. In this case, approximately 25 % of a waveform is overlapped.

Algorithm 4 (Procedure for estimating a spectrum of an analytic signal):

1. The  $X_c(t)$  is taken out from the starting address of the waveform recording buffer 31(Fig. 69);
2. The  $X_c(t)$  is multiplied by a window function  $W(t)$  by a window function multiplying part 32;
3. The product  $X_c(t)W(t)$  is transformed into frequency domain by a fast-Fourier-transforming part 33;
4. Only the negative frequency components are cut to zero;
5. The spectrum is transformed into time domain by a fast-inverse-Fourier-transforming part 35 to obtain  $Z_c(t)W(t)$ ;
6. The  $Z_c(t)W(t)$  is multiplied by an inverse number of the window function by a window function dividing part 36 to obtain  $Z_c(t)$ ;
7. The  $X_c(t)$  is taken out from the waveform recording buffer. In this case, the  $X_c(t)$  is taken out such that the two adjacent  $X_c(t)$  are overlapped with each other by approximately 25 %; and
8. The above steps 2-7 are repeated until the entire  $Z_c(t)$  is obtained.

A power spectrum is estimated for thus processed  $ZC(t)$  by a spectrum analyzing part 38.

Next, there will be described a specific example in which the

effectiveness of the aforementioned method of measuring a jitter is verified through a simulation.

#### Relationship Between the Zero Crossing of a Clock Waveform And the fundamental Wave of the Clock Waveform

5        It will be verified using the ideal clock waveform shown in Fig. 21 that "the zero crossing of the fundamental wave of a waveform holds the zero crossing information of the original waveform (theorem of zero crossing)". That is, a clock waveform is Fourier-transformed, the fundamental frequency component is left, 10 and the frequency components of the second and higher harmonics are cut to zero. This spectrum is inverse-Fourier-transformed to obtain the restored waveform in time domain. The period is estimated from the zero crossing of this waveform. Fig. 42(a) shows a spectrum from which the harmonics have been removed. 15 Fig. 42(b) shows the restored waveform with the original clock waveform overlaid thereon. Similarly, a partial sum spectrum of up to 13th order harmonics and the restored waveform are plotted in Figs. 43(a) and 43(b) respectively. Comparing each restored waveform with the original clock waveform, it is seen that the zero 20 crossing is a fixed point. That is, a time point of the zero crossing is constant regardless of the number of orders of harmonics used in the partial sum.

      A relative error between "a period of the original clock signal" and "a period estimated from a restored waveform" is obtained for 25 each order of harmonics by incrementing the number of harmonics from 1 to 13. Fig. 44(a) shows the relative error values of the period. An error of the estimated period does not depend on the number of orders of harmonics. As a result, it has been verified that "the zero crossing of the fundamental wave gives a good approximation to the 30 zero crossing of the original signal". The relative errors of root-

mean-square values of a waveform are also given for a comparison purpose. Fig. 44(b) shows the relative errors of the root-mean-square values estimated from a restored waveform against the root-mean-square values of the original clock waveform. It is seen  
5 in the root-mean-square case that the relative error is not decreased unless the partial sum includes higher order harmonics.

Summarizing the above results, it could be understood that "if only the fundamental wave of a clock signal can be extracted, an instantaneous period can be estimated from the zero crossing of the  
10 original clock waveform. In this case, even if more harmonics are added in the estimation, the estimation accuracy is not improved". That is, "theorem of zero crossing" has been proven.

Next, a case in which the method of measuring a jitter ( $\Delta\phi(t)$  method) according to the present invention is applied to a jitter-free  
15 PLL circuit will be explained. As a PLL circuit, the PLL circuit disclosed in the explanation of the prior art is used. A PLL shown in Fig. 46 is composed by 0.6  $\mu\text{m}$  CMOSs and is operated by a power supply of 5 V to obtain various waveforms in a SPICE simulation. Fig. 45 shows parameters of a MOSFET. An oscillation frequency  
20 of the VCO is 128 MHz. A frequency divider divides an oscillation waveform of the VCO into 1/4 frequency to convert it into a PLL clock having 32 MHz frequency. The time resolution of the SPICE simulation waveform is 50 psec. Then, a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  is calculated from the simulation waveform. The estimation  
25 of the  $\Delta\phi(t)$  is simulated using Matlab.

Fig. 47(a) shows an input waveform to the VCO. Fig. 47(b) shows an oscillation waveform of the VCO. Fig. 48(a) shows an output power spectrum of the VCO. The oscillation waveform of the VCO of 8092 points is multiplied by "minimum 4 term window  
30 function" (for example, refer to a reference literature c18), and a power spectrum density function is estimated using fast Fourier

transform. Fig. 48(b) shows the power spectrum density function of the  $\Delta\phi(t)$  estimated using the Algorithm 4. Namely, as shown in Fig. 69, an analytic signal  $Z_c(t)$  is created by the analytic signal transforming means 11 using the algorithm 4. Then an  
5 instantaneous phase  $\theta(t)$  of this analytic signal  $Z_c(t)$  is estimated by the instantaneous phase estimator 12, and a linear phase is removed from the instantaneous phase  $\theta(t)$  by the linear phase detector 13 to obtain the phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$ . Then a power spectrum of the phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  is obtained by the spectrum  
10 analyzing part 37. The condition of the fast Fourier transform operation is the same as that used for obtaining the output power spectrum density function of the VCO. Comparing Fig. 48(a) with Fig. 48(b), in the power spectrum of the  $\Delta\phi(t)$ , it is seen that the spectrum of the oscillation frequency of the VCO of 128 MHz is  
15 attenuated by approximately 120 dB. The power spectrum density function of the  $\Delta\phi(t)$  has higher levels at lower frequencies due to an influence of a  $1/f$  noise.

Fig. 49 shows diagrams for comparing the conventional zero crossing method with the method according to the present invention.  
20 Fig. 49(a) shows a result of the instantaneous period measurement of an oscillation waveform of the VCO measured by the zero crossing method. Fig. 49(b) shows the  $\Delta\phi(t)$  estimated using the method of Algorithm 3 according to the present invention. A spectrum of a frequency range (10 MHz-200 MHz) in which the  
25 second order harmonic is not included was extracted by a bandpass filter and the  $\Delta\phi(t)$  was obtained by inverse fast Fourier transform. It can be confirmed, from the fact that the instantaneous period and the  $\Delta\phi(t)$  do not indicate a noise, that this PLL circuit does not actually have a jitter.

30 From Fig. 47(a), it can be seen that a frequency-up pulse is applied to the VCO at the time point of approximately 1127 nsec.

Two frequency-down pulses are applied to the VCO at the time points of approximately 908 nsec and 1314 nsec, respectively. This is based on the performance of the PLL circuit used in the simulation. Viewing the  $\Delta\phi(t)$  shown in Fig. 49(b), a phase change due to the influence of the frequency-up pulse appears at the time point of approximately 1140 nsec. Phase changes due to the influences of the two frequency-down pulses appear at the time points of approximately 920 nsec and 1325 nsec, respectively. These are deterministic data. On the other hand, in the instantaneous period of Fig. 49(a), a phase change due to the influence of the frequency-up pulse appears at the time point of approximately 1130 nsec. A phase change due to the influence of the frequency-down pulses appears only at the time point of approximately 910 nsec. An influence of a frequency-down pulse at approximately 1314 does not appear in the change of the instantaneous period.

Summarizing the above results, in the  $\Delta\phi(t)$  method according to the present invention, it can be observed that when a phase noise is not present, the oscillation state changes in accordance with a frequency-up pulse or a frequency-down pulse. The  $\Delta\phi(t)$  method has a higher resolution compared with the conventional zero crossing method. The power spectrum density function of the  $\Delta\phi(t)$  is influenced little by the spectrum of the oscillation frequency of the VCO.

Next, a case in which the aforementioned method of measuring a jitter ( $\Delta\phi(t)$  method) according to the present invention is applied to a jittery PLL circuit will be explained. In addition, the method of the present invention will be compared with the instantaneous period estimation using the zero crossing method to verify that the method of measuring a jitter according to the present invention is effective for a phase noise estimation.

As already mentioned above, a jitter can be simulated by applying an additive noise to the VCO to randomly modulate the phase of the oscillation waveform of the VCO. In the present invention, the jitter of the PLL circuit was simulated by applying an additive noise to an input end of the VCO oscillation circuit. A Gaussian noise was generated using the Matlab's function randn0. Further, based on SPICE simulation, a Gaussian noise was applied to an input end of the VCO of the PLL circuit shown in Fig. 50.

Fig. 51 (a) shows an input waveform to the VCO when  $3\sigma$  of the Gaussian noise is 0.05 V. Fig. 51(b) shows an oscillation waveform of the VCO. Comparing Fig. 47(a) with Fig. 51(a), it is seen that the number of frequency-up pulses is increased from 1 to 4 and the number of frequency-down pulses is also increased from 2 to 3 due to the jitter. Fig. 52(a) shows the output power spectrum of the VCO. The noise spectrum has been increased. Fig. 52(b) shows a power spectrum density function of the  $\Delta\phi(t)$ . Comparing Fig. 48(b) with Fig. 52(b), it is seen that the power of the  $\Delta\phi(t)$  has been increased. The power spectrum density function of the  $\Delta\phi(t)$  has higher levels at lower frequencies.

Figs. 53(a) and 53(b) are diagrams for comparing the conventional zero crossing method with the method of measuring a jitter according to the present invention. Fig. 53(a) shows a result of the instantaneous period measurement of an oscillation waveform of the VCO measured by the zero crossing method. Fig. 53(b) shows the  $\Delta\phi(t)$  estimated using the method of measuring a jitter according to the present invention. Comparing Fig. 53 with Fig. 49, it is seen that the corresponding waveform change is significantly different from one another. That is, when no jitter is present, an instantaneous period and/or the  $\Delta\phi(t)$  shows low frequency components. On the other hand, when a jitter is present, an instantaneous period and/or the  $\Delta\phi(t)$  shows relatively high



frequency components. This means that the instantaneous period and/or the  $\Delta\phi(t)$  shown in Fig. 53 corresponds to a phase noise. Further, if Fig. 53(a) is carefully compared with Fig. 53(b), the following can be seen. (i) The instantaneous period and the  $\Delta\phi(t)$  are slightly similar to each other. However, (ii) the time resolution and the phase (period) resolution of the  $\Delta\phi(t)$  are higher than those of the instantaneous period.

Summarizing the above results, the method of measuring a jitter (the  $\Delta\phi(t)$  method) according to the present invention can estimate a phase noise with a high time resolution and a high phase resolution. Of course, the zero crossing method can also estimate a phase noise in the form of an instantaneous period. However, there is a disadvantage in the zero crossing method that the time resolution and the period estimating resolution are limited to the zero crossings.

Next, the conventional method of estimating a jitter will be compared with the method of measuring a jitter (the  $\Delta\phi(t)$  method) according to the present invention. However, with respect to the estimation of an RMS jitter, the  $\Delta\phi(t)$  method will be compared with the spectrum method, and with respect to the estimation of a peak-to-peak jitter, the  $\Delta\phi(t)$  method will be compared with the zero crossing method.

Fig. 54 shows conditions for comparing the estimated values of the RMS jitter. The power spectrum density function of the  $\Delta\phi(t)$  estimated using the aforementioned Algorithm 4 is used as a spectrum of the conventional method. In the spectrum method, a sum of phase noise power spectrum in the frequency range (10 MHz-200 MHz) in which the second order harmonic is not included is obtained and an RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$  is estimated using the equation (3.33). The portion painted out in black in Fig. 54(a) is the spectrum corresponding to the frequency range. On the other hand, in the

$\Delta\phi(t)$  method, an RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$  is estimated using the aforementioned Algorithm 3 and the equation (3.38). This corresponds to a root-mean-square value of the phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$ . The  $3\sigma$  of a Gaussian noise is applied to an input end of the VCO of the PLL circuit shown in Fig. 50 by changing its value from 0 to 0.5 V to estimate an RMS jitter value of an oscillation waveform of the VCO. As shown in Fig. 55, the  $\Delta\phi(t)$  method and the spectrum method provide the estimated values substantially compatible with each other, respectively.

Fig. 56 shows diagrams for comparing estimated values of the peak-to-peak jitter. Triangular marks indicate respective peak values. The positions of the triangular marks are different between the  $\Delta\phi(t)$  method and the spectrum method. This means that a peak-to-peak jitter is not necessarily be generated at the zero crossings. As shown in Fig. 57, the  $\Delta\phi(t)$  method and the spectrum method provide the estimated values compatible with each other, respectively.

Summarizing the above results, the  $\Delta\phi(t)$  method according to the present invention provides, in the estimation of an RMS jitter, estimated values compatible with those of the conventional spectrum method. Also in the estimation of a peak-to-peak jitter, the  $\Delta\phi(t)$  method provides estimated values compatible with those of the zero crossing method.

Next, the performance of the conventional method of estimating a jitter and the performance of the  $\Delta\phi(t)$  method according to the present invention will be compared using a PLL clock which is frequency-divided into 1/4 frequency. As the subject PLL circuit, the PLL circuit shown in Fig. 50 is used. The frequency divider of this circuit frequency-divides an oscillation waveform of the VCO into 1/4 frequency to convert the oscillation frequency to a PLL clock having 32 MHz frequency. Fig. 66(b) shows the waveform of

the PLL clock. In addition, in order to compare with the results of the aforementioned examples, the  $3\sigma$  of an additive Gaussian noise is determined to be 0.05 V.

Assuming that the period of the oscillation waveform of the VCO is  $\tau_{VCO}$ , the period of the frequency-divided-by-four PLL clock  $\tau_{PLL}$  is given by the following equation (3.48).

$$\tau_{PLL} = 4 \left( \tau_{VCO} + \frac{\sum_{j=1}^4 \epsilon_i}{4} \right) \quad (3.48)$$

In this case,  $\epsilon_i$  represents a time fluctuation of a rise edge. From the equation (3.48), it can be understood that the frequency-division provides an effect to reduce the jitter of the clock.

Fig. 58 shows diagrams for comparing the zero crossing method with the  $\Delta\phi(t)$  method according to the present invention. Fig. 58(a) shows a result of the measurement of an instantaneous period of the PLL clock in the zero crossing method. Fig. 58(b) shows the  $\Delta\phi(t)$  estimated using the aforementioned Algorithm 3 of the  $\Delta\phi(t)$  method according to the present invention. A spectrum of a frequency range (20 MHz-59 MHz) in which the second order harmonic is not included is extracted by a bandpass filter, and the  $\Delta\phi(t)$  is obtained by inverse fast Fourier transform. It is seen that the  $\Delta\phi(t)$  of the PLL clock is significantly different from the  $\Delta\phi(t)$  obtained from the oscillation waveform of the VCO shown in Fig. 53(b). The  $\Delta\phi(t)$  of the PLL clock emphasizes phase discontinuity points. This is due to the frequency division. Because, the phase discontinuity points are in equal intervals and are corresponding to the regular frequency-division edges.

Fig. 59 shows a diagram for comparing the estimated values of the RMS jitter. In the spectrum method, (i) the  $\Delta\phi(t)$  was estimated from the PLL clock using the Algorithm 4 of the  $\Delta\phi(t)$  method according to the present invention; (ii) the  $\Delta\phi(t)$  of 8092 points was multiplied by "the minimum 4 term window function" (for example, refer to a reference literature c18) and the power spectrum density function was estimated by fast Fourier transform. Next, (iii) in the spectrum method, a sum of phase noise power spectrum in the frequency range (20 MHz-59 MHz) in which the second order harmonic is not included was obtained and an RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$  was estimated using the equation (3.33). On the other hand, in the  $\Delta\phi(t)$  method according to the present invention, an RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$  was estimated using the Algorithm 3 and the equation (3.38). As shown in Fig. 59, the  $\Delta\phi(t)$  method and the spectrum method provide estimated values substantially compatible with each other.

However, in the proximity of 0.05 V of  $3\sigma$  of an additive Gaussian noise, the RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$  estimated by the  $\Delta\phi(t)$  method is larger than the RMS jitter of the spectrum method. The reason for this will be explained together with the test result of the peak-to-peak jitter  $J_{\text{PP}}$ . Comparing Fig. 59 with Fig. 55, it is seen that the frequency-division to 1/4 frequency in this specific example makes  $J_{\text{RMS}}$  1/3.7.

Fig. 60 shows a diagram for comparing the estimated values of the peak-to-peak jitter. The  $\Delta\phi(t)$  method and the zero crossing method provide estimated values substantially compatible with each other. However, in the proximity of 0.05 V of  $3\sigma$  of an additive Gaussian noise, the peak-to-peak jitter  $J_{\text{PP}}$  estimated by the  $\Delta\phi(t)$  method is larger than the peak-to-peak jitter of the zero crossing method. Next, the reason for this will be explained.

Fig. 61(a) shows a phase noise power spectrum when the  $3\sigma$  is 0.05 V (substantially same estimated value as in the zero crossing method). A cursor in the figure indicates an upper limit frequency

in estimating the  $\Delta\phi(t)$ . A weak phase modulation spectrum is recognized in the proximity of the cursor. Fig. 62 shows an analytic signal  $Z_C(t)$  in this case. It is seen that the analytic signal  $Z_C(t)$  has become a complex sine wave due to the weak phase modulation spectrum. For this reason, the instantaneous phase smoothly changes.

Fig. 61(b) shows a phase noise power spectrum when the  $3\sigma$  is 0.10 V (larger estimated value than that in the zero crossing method). This phase noise power spectrum shows a shape of typical  $1/f$  noise. The fundamental frequency of this  $1/f$  noise is not the PLL clock frequency 32 MHz. However, the  $Z_C(t)$  of the  $1/f$  noise is given by the Hilbert pair of a square wave derived in the aforementioned example. Therefore, the  $Z_C(t)$  shown in Fig. 63 takes the same shape as the Hilbert pair shown in Fig. 22. Since the  $Z_C(t)$  has a complex shape, the instantaneous phase largely changes. Therefore, the  $J_{PP}$  and the  $J_{RMS}$  estimated by the  $\Delta\phi(t)$  method take large values when the  $3\sigma$  of an additive Gaussian noise is close to 0.05 V.

Comparing Fig. 60 with Fig. 57, it can be understood that the frequency-division to  $1/4$  frequency in this specific example makes the  $J_{PP}$   $1/3.2$ .

Summarizing the above results, it has been verified that the  $\Delta\phi(t)$  method can also estimate an RMS jitter and a peak-to-peak jitter of a frequency-divided clock. The estimated value is compatible with the conventional measuring method. However, when the phase noise power spectrum takes a shape of  $1/f$  noise, the  $\Delta\phi(t)$  method indicates a larger value than in the conventional measuring method.

As is apparent from the above discussion, the effectiveness of the method of measuring a jitter (the  $\Delta\phi(t)$  method) according to the present invention has been verified through a simulation. In

addition, it has been verified that the zero crossing of the original waveform can be estimated from the zero crossing of the fundamental wave. This has provided an important base that the  $\Delta\phi(t)$  method can estimate a peak-to-peak jitter compatible with the zero crossing method. Because, if the  $\Delta\phi(t)$  is estimated using the spectrum of an entire frequency range rather than only fundamental wave, a waveform shown in Fig. 56(b) is obtained. That is, a ripple of higher frequencies is placed on top of the waveform. Further, as shown in Fig. 57, the compatibility with the zero crossing method cannot be realized. Moreover, it has been verified that, when the  $\Delta\phi(t)$  method is applied to a jittery PLL circuit, the  $\Delta\phi(t)$  method is effective for the phase noise estimation. In addition, it has been made clear that the conventional method of measuring a jitter is compatible with the  $\Delta\phi(t)$  method with respect to a peak-to-peak jitter and an RMS jitter. Further, it has been verified that a jitter of a frequency-divided clock can also be estimated with a compatibility.

Moreover, in the present invention, a scalable apparatus for and a scalable method of measuring a jitter are proposed. That is, for example, as shown by a dashed line in Fig. 32, a frequency of a clock waveform  $X_c(t)$  from the PLL circuit under test 17 or the like is frequency-divided by the variable frequency divider 41 into  $1/N$  ( $N$  is an integer) frequency, i.e., the clock period is expanded to  $N$  times. If, as the frequency divider 41, for example, a T (toggle) flip-flop shown in Fig. 70A that is triggered by a rising edge is used, an input clock  $T$  is outputted, as shown in Fig. 70B, as a clock  $Q$  having a two time period. In this manner, by making the period of the clock waveform  $X_c(t)$   $N$  times ( $N$  is an integer equal to or greater than 2), an analog to digital converter ADC that operates at relatively low operating frequency (sampling frequency) can be used. That is, even if the frequency of the clock waveform  $X_c(t)$  is

high, its jitter may be measured by decreasing the frequency of the clock waveform  $X_C(t)$  to  $1/N$  so that the analog to digital converter ADC is operable.

When a peak-to-peak jitter and an RMS jitter of the clock waveform  $X_C(t)$  are assumed to be  $J_{PP1}$  and  $J_{RMS1}$ , respectively, and those jitters of this clock waveform  $X_C(t)$  whose frequency is frequency-divided to  $1/N$  of the frequency of the clock waveform  $X_C(t)$  are measured, those jitters are given by the equations (4.1)

$$J_{PPN} = J_{PP1}/N \quad , \quad J_{RMSN} = J_{RMS1}/N \quad (4.1)$$

This will be verified by a measuring system shown in Fig. 71. That is, a clock signal is generated from a main clock generator 43 in an ATE (Automatic Testing Equipment) 42. This clock signal is phase-modulated by a sine wave external jitter in a jitter generator 44 so that a jitter is added to the clock signal. The clock to which a jitter has been added is frequency-divided to  $1/M$  by a variable frequency divider 50. The frequency-divided output is supplied to a digital oscilloscope 45 as a signal under test. A clock signal from the main clock generator 43 is frequency-divided by the frequency divider 50 to  $1/M$  and is supplied to the digital oscilloscope 45 as a trigger signal. A peak-to-peak jitter  $J_{PP}$  and an RMS jitter  $J_{RMS}$  are measured by the digital oscilloscope 45, and those measured results are shown in Figs. 72 and 73, respectively. In Figs. 72 and 73, a lateral axis indicates the number of frequency divisions  $N$ , and a longitudinal axis indicates values of jitter. A symbol  $\Delta$  indicates a measured value, and a dotted line indicates a  $1/N$  curve. With respect to each of the peak-to-peak jitter and RMS jitter, the measured jitter values corresponding to various  $N$  values are substantially equal to the values of  $1/N$  curve, and hence it is

verified that the equations 4.1 are concluded.

In addition, as shown in Fig. 74, a jitter has is added to the clock signal from the main clock generator 43 in the jitter generator 44 by a sine wave  $f_{\text{sine}}$  or a band-limited random noise  $bw_{\text{rand}}$ . The clock signal to which a jitter has been added is frequency-divided by the variable frequency divider 41. Then a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  is obtained by a  $\Delta\phi$  evaluator 46 with respect to the frequency-divided clock signal, and the peak-to-peak jitter and the RMS jitter are evaluated. The  $\Delta\phi$  evaluator 46 comprises, for example, the analog to digital converter ADC, the analytic signal transforming means 11, the instantaneous phase estimator 12, the a linear phase remover 13, the peak-to-peak detector 14, and the root-mean-square detector 15 shown in Fig. 32. The peak-to-peak jitter values and the RMS jitter values in this case obtained for various numbers of frequency divisions  $N$  are shown in Figs. 75 and 76, respectively. In those figures, a symbol  $\circ$  indicates a value obtained by the  $\Delta\phi$  evaluator 46, and a symbol  $\Delta$  indicates a value obtained by the zero crossing method. A dotted line in Fig. 75 indicates a  $1/N$  curve. It could be understood from those Figs. 75 and 76 that a jitter can accurately be measured by combining the frequency divider 41 and the  $\Delta\phi(t)$  method.

That is, in Fig. 32, a clock signal  $X_c(t)$  from the PLL circuit under test 17 is frequency-divided by the frequency divider 41 to  $1/N$  frequency. This frequency divided clock signal is converted into a digital signal, and further, this digital signal is transformed to a complex analytic signal by the Hilbert pair generator 11 to obtain an instantaneous phase of the analytic signal. A linear component is removed from the instantaneous phase to obtain a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$ . Then, a peak-to-peak jitter of the clock signal  $X_c(t)$  can be obtained by detecting a peak-to-peak value of the  $\Delta\phi(t)$ , and then by multiplying, by the multiplier 47, the peak-to-peak



value of the  $\Delta\phi(t)$  by  $N$ . In addition, an RMS jitter of the clock signal  $X_c(t)$  can be obtained by calculating a root-mean-square value of the  $\Delta\phi(t)$ , and then by multiplying, by the multiplier 48, the root-mean-square value of the  $\Delta\phi(t)$  by  $N$ .

5        In this case, a scalable measurement can be performed by selecting the number of frequency divisions  $N$  of the frequency divider 41 in accordance with the frequency of the clock signal  $X_c(t)$  so that the analog to digital converter ADC is operable.

10       Also in the embodiment shown in Fig. 40a, a clock signal from the PLL circuit under test 17 is, as shown by a dotted line, frequency-divided by the frequency divider 41 to  $1/N$  frequency. And the analytic signal can be obtained by multiplying, in the mixer, the frequency-divided output by a sine wave signal and by multiplying, in the mixer, the frequency-divided output by a cosine wave signal. Similarly, in the embodiment shown in Fig. 40b, a clock signal from the PLL circuit under test 17 is frequency-divided by the frequency divider 41 to  $1/N$  frequency. And the analytic signal may also be obtained by multiplying, in the mixer, the frequency-divided output by a cosine wave signal and by supplying  
15       the mixer output to the lowpass filter.  
20

Next, in the present invention, an embodiment in which the AD converter is replaced by a comparator will be described. For example, as shown in dotted lines in Figs. 32 and 68, a comparator 51 is used instead of the analog to digital converter ADC. Pulses  
25       having a constant period are applied to the comparator 51, and an inputted clock waveform  $X_c(t)$  is compared with a reference analog quantity  $V_R$  at, for example, a rising edge of the pulse. If a level of the clock waveform  $X_c(t)$  is larger than that of the reference analog quantity  $V_R$ , for example, a predetermined high level is outputted,  
30       and if the level of the clock waveform  $X_c(t)$  is smaller than that of the reference analog quantity  $V_R$ , a predetermined low level is

outputted.

Further, there is a case that an inputted clock waveform  $X_c(t)$  is distorted, and an amplitude of a harmonic component of the clock waveform  $X_c(t)$  is larger than that of a fundamental wave

5 component. From such a view point, it is better that a lowpass filter (or a bandpass filter) for extracting a fundamental wave component of the clock waveform  $X_c(t)$  is provided at the input side of the comparator 51. An output signal of the comparator 51 is inputted to the analytic signal transforming means 11, and is processed

10 similarly to the output signal of the analog to digital converter ADC to obtain a jitter of the inputted clock waveform  $X_c(t)$ .

Jitters of an output of the VCO (Voltage Control Oscillator) that is close to a sine wave are obtained in the case where the analog to digital converter ADC is used in the measuring apparatus shown in Fig. 32, and in the case where the comparator is used in the  
15 measuring apparatus shown in Fig. 32. The measured result of the peak-to-peak jitter is shown in Fig. 77 and the measured result of the RMS jitter is shown in Fig. 78. In those figures, a black circle indicates the case of the analog to digital converter ADC, a white  
20 circle indicates the case of the comparator 51, and a lateral axis indicates the number of bits of the analog to digital converter ADC.

In Fig. 77, when the analog to digital converter ADC was used, a peak-to-peak jitter in the case of two bit ADC was 0.9454, and a peak-to-peak jitter in the case of eight bit ADC was 0.9459. In the  
25 case of the comparator 51, a peak-to-peak jitter was 0.9532. Even if the comparator 51 is used, the measured result coincides in the accuracy of two digits with that of the case in which the analog to digital converter ADC is used. As a result, it is understood that the jitter measurement is possible in this level of accuracy even using  
30 the comparator 51. As can be understood from Fig. 78, even the comparator 51 is used, there can also be obtained an RMS jitter that

coincides in the accuracy of two digits with that of the case in which the analog to digital converter ADC is used.

Figs. 79 and 80 respectively show a measured result of peak-to-peak jitter and a measured result of RMS jitter similarly measured when an output signal of the PLL circuit 17 that is close to a square waveform is used as the analog clock waveform  $X_c(t)$ , and this signal is frequency-divided by the frequency divider 41. A peak-to-peak jitter is 0.3429 in the case where the comparator 51 is used. Also, a peak-to-peak jitter is 0.3420 in the case where the analog to digital converter ADC is used and the ADC has a two bit output. In addition, a peak-to-peak jitter is 0.3474 in the case where the analog to digital converter ADC is used and the ADC has an eight bit output. In those cases, it could also be understood that even if the comparator 51 is used, a peak-to-peak jitter can be measured in the accuracy of two digits. Similarly, an RMS jitter is 0.0500 in the case where the comparator 51 is used. Also, an RMS jitter is 0.0505 in the case where the analog to digital converter ADC is used and the ADC has a two bit output. In addition, an RMS jitter is 0.0510 in the case where the analog to digital converter ADC is used and the ADC has an eight bit output. It could also be understood that even if the comparator 51 is used, an RMS jitter can be measured in the accuracy of two digits.

In the case of using the comparator 51, an analog clock waveform  $X_c(t)$  may also be frequency-divided by the frequency divider 41 to be supplied to the comparator 51. In addition, as shown by dotted lines in Fig. 40(a), a comparator 51c may be used, after multiplying a clock waveform  $X_c(t)$  by a cosine wave in the mixer and then passing through a lowpass filter, instead of the converter ADC for converting the lowpass filter output of this signal into a digital signal, and a comparator 51s may be used, after multiplying a clock waveform  $X_c(t)$  by a sine wave in the mixer and

then passing through a lowpass filter, instead of the converter ADC for converting the lowpass filter output of this signal into a digital signal. This processing case can be applied to either case where the frequency divider 41 is used or the frequency divider is not used.

5 Moreover, as shown by dotted lines in Fig. 40(b), a comparator 51 may be used instead of the converter ADC for converting into a digital signal a frequency-converted output of a clock waveform  $X_c(t)$  converted to a low frequency band signal by a mixer and a lowpass filter. This processing case can also be applied to either  
10 case where the frequency divider 41 is used or the frequency divider is not used. Furthermore, in order to generate an input signal of the analytic signal transforming means 11 shown in Figs. 67 and 69, as shown by dotted lines in those figures, a comparator 51 may also be used instead of the analog to digital converter ADC  
15 to supply an output of the comparator 51 to the analytic signal transforming means 11. In those cases, the clock waveform  $X_c(t)$  may also be frequency-divided by the frequency divider 41 to be supplied to the comparator 51.

As described above, the method of measuring a jitter of a clock  
20 according to the present invention comprises the signal processing steps of: transforming a clock waveform  $X_c(t)$  into a complex analytic signal using the analytic transforming means 11; and estimating a variable term  $\Delta\phi(t)$  of an instantaneous phase. This method has the following characteristics.

25 (i) The  $\Delta\phi(t)$  method does not require a trigger signal. (ii) A peak-to-peak jitter and an RMS jitter can simultaneously be estimated from the  $\Delta\phi(t)$ . (iii) A peak-to-peak jitter value estimated using the  $\Delta\phi(t)$  method is compatible with an estimated value in the conventional zero crossing method. (iv) An RMS jitter  
30 value estimated using the  $\Delta\phi(t)$  method is compatible with an estimated value in the conventional zero crossing method.

(v) In the measurement of a jitter by a conventional spectrum analyzer, it is necessary to sweep frequencies and to slowly sweep frequencies in order to increase resolution. Hence it takes approximately five to ten minutes for the measurement. However, according to the present invention, even if the measurement requires 1000 periods at the frequency of, for example, 10 MHz of the clock signal  $X_c(t)$ , the measuring time period is no more than 100 msec, and the measurement can be completed within the time allocated for a VLSI test. (vi) When the frequency of the clock signal  $X_c(t)$  is high, a jitter can be measured by frequency-dividing the clock signal  $X_c(t)$  by  $N$ , and by supplying the frequency-divided clock signal to a  $\Delta\phi$  evaluator. Particularly, even if the frequency of the clock signal  $X_c(t)$  is different by case, a scalable measurement can be performed by changing the number of frequency divisions.

(vii) In the example shown in Fig. 70, the rising and falling of the frequency-divided signal  $Q$  are determined by only the rising edge of the clock signal  $T$ . Therefore, in the case of using the frequency divider 41, a jitter of only rising edge or falling edge of the clock signal  $X_c(t)$  can be measured by defining the number of frequency divisions as  $2W$  ( $W$  is an integer equal to or greater than 1).

(viii) In the case of using the comparator 51, since a high speed comparator can be realized more easily than a high speed comparator ADC, and in addition a high speed comparator is equipped in a generic automatic testing equipment (ATE), even if the clock signal  $X_c(t)$  is high speed, the clock signal  $X_c(t)$  may be supplied to the comparator provided in the ATE, and the output of the comparator may be supplied to the analytic signal transforming means 11.

As explained before with reference to Fig. 81a, the conventional zero crossing method or the conventional time interval method is a method in which

a relative fluctuation between zero crossings is detected. A peak-to-jitter  $J_{PP}$  having compatibility with a peak-to-peak jitter  $J_{PP}$  obtained by the conventional zero crossing method can be obtained utilizing the  $\Delta\phi(t)$  method. For example, as shown in Fig. 82, a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  detected by the phase noise detecting means 61 comprising the analytic signal transforming means 11, the instantaneous phase estimator 12 and the linear phase remover 13 is inputted to a zero crossing sampler 62, by which the phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  is sampled at a timing closest to a zero crossing point of the real part  $X_C(t)$  of the analytic signal  $Z_C(t)$ . That is, a waveform of the real part  $X_C(t)$  of the analytic signal is shown in Fig. 83a, and sample points (arithmetic processing time points) each being closest to a zero crossing point of the rising (or falling) waveform are detected by a zero crossing point detecting part 63. Fig. 83a shows, by circle marks  $\circ$ , the points each being closest to a detected zero crossing point. Those points are called approximate zero crossing points. A phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  at each of the approximate zero crossing points is taken out, as shown by circle marks  $\circ$  in Fig. 83b, by the zero crossing sampler 62. Each of the taken out values is an amount of deviation from an ideal timing (zero crossing point) of the real part  $X_C(t)$  of the jitter-free analytic signal. By obtaining a difference between each sample value and a sample value sampled immediately before it of the  $\Delta\phi(t)$ , a fluctuation between zero crossings, i.e., a peak-to-peak jitter  $J_{PP}$  can be obtained. A  $J_{PP} = \Delta\phi_{n+1} - \Delta\phi_n$  can be obtained from  $n$ th sample  $\Delta\phi_n$  and  $(n+1)$ th sample  $\Delta\phi_{n+1}$  of the  $\Delta\phi(t)$  shown in Fig. 83b.

As shown in Fig. 82, a difference between a sample value and a sample value sampled immediately before it from the zero crossing sampler 62 can be obtained by a differential circuit 64 in the sequential order to obtain a peak-to-peak jitter  $J_{PP}$ . Regarding the obtained series of peak-to-peak jitters  $J_{PP}$ , a difference between the maximum value and the minimum value is detected by the peak-to-peak detector 14, and a root-mean square value is calculated by the

root-mean-square detector 15. Namely, a differential waveform of the sample phase noise waveform from the zero crossing sampler 64 is calculated by the differential circuit 64, and the differential phase noise waveform is supplied to the detectors 14 and 15.

5           A detecting method of an approximate zero crossing point in the zero crossing point detecting part 63 will be described. Assuming that the maximum value of a waveform of an inputted real part  $X_c(t)$  is 100% level, and the minimum value is 0% level, a 50% level  $V$  (50%) of a difference between the maximum value and the minimum value is calculated as a zero crossing  
10   level. A difference between a sample value and 50% level  $V$  (50%) and a difference between its adjacent sample value and 50 % level  $V$  (50%), i.e.,  $(X_c(j-1)-V(50\%))$  and  $(X_c(j)-V(50\%))$  are calculated, and further a product of those values  $(X_c(j-1)-V(50\%)) \times (X_c(j)-V(50\%))$  is calculated. When the  $X_c(t)$  crosses 50% level, i.e., zero level, its sample value  $X_c(j-1)$  or  $X_c(j)$   
15   changes from a negative value to a positive value or from a positive value to a negative value. Therefore, when the product is negative, it is detected that the  $X_c(t)$  has passed the zero level, and a time point  $j-1$  or  $j$  at which a smaller absolute value of the sample value  $X_c(j-1)$  or  $X_c(j)$  is detected is obtained as an approximate zero crossing point.

20           A jitter was measured using the conventional time interval analyzer shown in Fig. 84, and a jitter was similarly measured, as shown in Fig. 85, using an apparatus shown in Fig. 82. In Fig. 84, a sine wave signal from a signal source 65 was frequency-divided and was converted by a frequency divider 66 into a clock signal having a 1/20 frequency of that of the sine wave  
25   signal. This clock signal was phase-modulated using an external sine wave signal by a jitter generator 44 so that a jitter was added to the clock signal. The jitter of the clock signal to which the jitter had been added was measured by the time interval analyzer 67. In Fig. 85, a clock signal to which a jitter had been

added was produced similarly to the process shown in Fig. 84. This clock signal was converted into a digital signal by an AD converter 68, and the jitter was measured by an apparatus 69 for measuring a jitter shown in Fig. 82. The experimental condition of this measurement was quite same as that of the measurement process shown in Fig. 84.

Those experimental results are shown in Figs. 86 and 87. In those figures, a lateral axis represents phase modulation indexes  $J_0$  in the jitter generator 44. Fig. 86 shows measured peak-to-peak (difference between the maximum value and the minimum value) values. In Fig. 86, a mark  $\diamond$  indicates a value measured by the time interval analyzer 67, a mark  $\circ$  indicates a value measured by the apparatus 69 for measuring a jitter by the  $\Delta\phi$  method. It can be understood that the measured value by the apparatus 69 for measuring a jitter by the  $\Delta\phi$  method is nearly equal to the measured value by the time interval analyzer 67. Fig. 87 shows root-mean-square values of measured jitters. In Fig. 87, a mark  $\diamond$  indicates a value measured by the time interval analyzer 67, and a mark  $\circ$  indicates a value measured by the apparatus 69 for measuring a jitter the  $\Delta\phi$  method. In this case, it can be said that the measured value by the apparatus 69 for measuring a jitter by the  $\Delta\phi$  method is quite equal to the measured value by the time interval analyzer 67. That is, the apparatus of the present invention can provide the same value as that obtained by the conventional method (zero crossing method), and hence the same evaluation as that performed by the measured values in the conventional method can be done. In other words, the method of the present invention can provide measured values that are compatible with those obtained by the conventional method.

In addition, the number of zero crossing samples required to obtain such a result was 5000 for each of the peak-to-peak jitter case and the RMS jitter case in the measurement by the time interval analyzer 67, while the number of zero crossing samples in the present invention was 3179 for each of the peak-



to-peak jitter case and the RMS jitter case in the measurement by the apparatus 69 for measuring a jitter by the  $\Delta\phi$  method according to the present invention. The apparatus 69 for measuring a jitter by the  $\Delta\phi$  method according to the present invention requires a smaller number of samples than the time interval analyzer does, and hence the measuring apparatus 69 of the present invention  
5 can perform a measurement quickly in that level.

As explained above with reference to Fig. 83b, each of the sample values taken out at approximate zero crossing points of a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  is an amount of deviation from each ideal timing. That is, those sample values  
10 are equal to the RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$  measured by the conventional phase detecting method, and hence the apparatus for measuring a jitter of the  $\Delta\phi$  method is also compatible with the conventional phase detecting method. From this point of view, as shown in Fig. 88, a sample corresponding to a zero crossing point is taken out by the zero crossing sampler 63 from a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$   
15 supplied from the phase noise detecting means 61 to supply the sample to the detectors 14 and 15 as a sample phase noise waveform. However, as explained above with respect to the apparatus for measuring a jitter by the  $\Delta\phi(t)$  method shown in Fig. 32, an RMS jitter  $J_{\text{RMS}}$  can be measured with the zero crossing sampler 62. Therefore, as shown in Fig. 88, the apparatus for measuring a jitter  
20 may be constructed such that the phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  can be switched by a switch 71, and the phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  can be supplied, via the zero crossing sampler 62 or directly, to the detectors 14 and 15. Further, Figs. 89 and 90 show detected values by the peak-to-peak detector 14 and the calculated results by the root-mean-square detector 15, respectively when each  
25 of the jitter measurements is performed, in the same condition, in the case where the zero crossing sampler 62 is used and the case where the zero crossing sampler 62 is not used. In those figures, a lateral axis represents phase modulation indexes  $J_0$  in the jitter generator 44. A mark  $\square$  indicates a value

measured using the zero crossing sampler 62, and a mark  $\nabla$  indicates a value measured without using the zero crossing sampler 62. Fig. 89 shows the detected values by the peak-to-peak detector 14, and Fig. 90 shows the calculated values by the root-mean-square detector 15. It could be understood that the similar results can be obtained either using the zero crossing sampler 62 or without using the zero crossing sampler 62.

Next, an apparatus configuration for measuring a cycle-to-cycle jitter  $J_{CC}$  by this  $\Delta\phi(t)$  method will be described with reference to Fig. 91. A cycle-to-cycle jitter  $J_{CC}$  is a jitter fluctuation between adjacent clock cycles, i.e., a fluctuation of Nth time period against (N-1)th time period. Therefore, a cycle-to-cycle jitter  $J_{CC}$  can be obtained by subtracting, by a differential circuit 72, a peak-to-peak jitter  $J_{PP(N)}$  of Nth time period obtained next from a peak-to-peak jitter  $J_{PP(N-1)}$  of (N-1)th time period (relative fluctuation between zero crossings) obtained from the differential circuit 64 in Fig. 91 to obtain in the sequential order the subtracted values  $J_{PP(N)} - J_{PP(N-1)}$ . That is, the differential circuit 72 calculates a differential waveform for the outputs of the differential circuit 64 to supply the calculated result to the detectors 14 and 15 as a second differential phase noise waveform. An example of the measured result of  $J_{CC}$  is shown in Fig. 92. The differential circuit 72 may be connected to the output side of the differential circuit 64 of the apparatus shown in Fig. 82 so that a cycle-to-cycle jitter can be measured.

The conventional method of measuring a jitter is based on a histogram measurement, but in the  $\Delta\phi(t)$  method of the present invention, a histogram of measured jitters can also be created. A histogram of sine wave jitters measured by the conventional time interval analyzer is shown in Fig. 93. The lateral axis represents magnitude of  $J_{PP}$ . Fig. 94 shows a result of a histogram of jitters obtained by a histogram generator 73 when the same sine wave jitter is measured by the apparatus for measuring a jitter according to the  $\Delta\phi(t)$  method

shown in Fig. 82. It can be seen that each of the figures shows a shape of histogram of sine wave jitters.

Moreover, Fig. 95 shows an example of histogram when a histogram of a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  obtained from the phase noise detecting means 61 shown in Fig. 32 is created by the histogram generator 73. In addition, Fig. 96 shows an example of histogram when cycle-to-cycle jitters  $J_{CC}$  are measured by the apparatus for measuring a jitter using the  $\Delta\phi(t)$  method, and a histogram of the  $J_{CC}$  is created by the histogram generator 73. In this manner, various jitters can be measured by the apparatus for measuring a jitter using the  $\Delta\phi(t)$  method according to the present invention, and histograms of those jitters can also be created. By the apparatus for measuring a jitter using the  $\Delta\phi(t)$  method, a jitter evaluation based on a histogram of jitters obtained by the conventional apparatus for measuring a jitter can similarly be performed. The present invention is also effective for not only the measurement of a sine wave jitter but also for the measurement of a random jitter. This will be verified by showing a histogram of measured jitters. Fig. 97 shows a result of histogram measurement when a histogram of random jitters of a clock signal of a microcomputer is measured by the conventional time interval analyzer. Fig. 98 shows a result of histogram measurement when random jitters of the same clock signal are measured by the apparatus for measuring a jitter using the  $\Delta\phi(t)$  method shown in Fig. 82, and a histogram thereof is created. It can be seen that each of those figures shows a histogram of random signals.

In the state that an envelope of an input signal is changed and the input signal is amplitude-modulated (AM), a sideband produced by the AM cannot be distinguished from a sideband produced by a phase modulation caused by a jitter, and hence there sometimes may occur that a measured result of a jitter becomes larger than an actual value. From such a viewpoint, there is shown in Fig. 82 a case where a clipper 74 is inserted in the input side of the phase noise

detecting means 61 to remove an AM (amplitude modulation) component so that a PM (phase modulation) component can be remained for input to the phase noise detecting means 61. In the clipper 74, in either case of an analog signal or a digital signal, a value (magnitude) of an input signal is amplified to a value multiple of constant number. Regarding the amplified input signal, there is performed a process that a signal value larger than a predetermined first threshold value  $V_{th1}$  is replaced by the first threshold value  $V_{th1}$ , and a signal value smaller than a predetermined second threshold value  $V_{th2}$  ( $<V_{th1}$ ) is replaced by the second threshold value  $V_{th2}$ . In this manner, the input signal is converted into an input signal having constant amplitude that has an envelope of no fluctuation in a time waveform, and hence a jitter can accurately be measured.

In the embodiment of Fig. 82, there is shown a case where in the differential circuit 64, an interval (time interval)  $T_{in}$  between two samples for taking a differential thereof and a movement step  $T_s$  for determining two time positions (calculation time points) for taking a differential next are inputted thereto, and various differentials can be taken by those values  $T_{in}$  and  $T_s$ . Fig. 99a shows a waveform of a real part  $X_C(t)$  of an analytic signal  $Z_C(t)$ , and sample values of its approximate zero crossing points (circle marks  $\circ$ ). Fig. 99b shows the phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  and shows sample values of its approximate zero crossing points by circle marks  $\circ$ . In this example, the phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$  has a sine wave shape. That is, Fig. 99b shows a case of sine wave jitter where a deviation from the ideal timing changes in sine wave shape. In this figure, there are 34 zero crossing samples of  $\Delta\phi(t)$  in one period of the sine wave jitter. Fig. 99 shows a case where the movement step  $T_s$  is a length of 17 sample points, and the differential interval  $T_{in}$  is a length of 17 sample points. In this case, a differential value  $\Delta\phi(j+T_{in})-\Delta\phi(j)$  is calculated from a zero crossing sample value  $\Delta\phi(j)$  at a calculation time point  $j$  and a zero

crossing sample value  $\Delta\phi(j+T_{in})$  at a calculation time point  $j+T_{in}$ . Next, a differential value  $\Delta\phi(j+2T_{in})-\Delta\phi(j+T_{in})$  that is a difference between a zero crossing sample value  $\Delta\phi(j+T_{in})$  at a calculation time point  $j+T_{in}$  and a zero crossing sample value  $\Delta\phi(j+2T_{in})$  at a calculation time point  $j+2T_{in}$  i.e., at a time point after  $T_{in}$  from the previous calculation point is calculated. In the conventional time interval analyzer or the like, as shown in this example, a time point after a differential time  $T_{in}$  from a calculation time point becomes a next calculation time point. That is, a movement step  $T_s$  cannot be made smaller than a differential interval  $T_{in}$ .

In the present invention, a movement step  $T_s$  can be made smaller than a differential interval  $T_{in}$ , i.e.,  $T_s < T_{in}$ . That is, as shown in Fig. 100, in a zero sampl time series of Fig. 100a, when the operation is started from a time point  $j$ , at time points of every movement step  $T_s$  starting from the time point  $j$ , i.e., at time points  $j, j+T_s, j+2T_s, \dots$ , samples of  $\Delta\phi(t)$ , i.e.,  $\Delta\phi(j), \Delta\phi(j+T_s), \Delta\phi(j+2T_s), \dots$  are taken out, respectively as shown in Fig. 100b, and those samples are stored in a buffer memory as a first sample series. In addition, at time points delayed by the differential interval  $T_{in}$  from the time points  $j, j+T_s, j+2T_s, \dots$ , i.e., at time points  $j+T_{in}, j+T_s+T_{in}, j+2T_s+T_{in}, \dots$ , samples of  $\Delta\phi(t)$ , i.e.,  $\Delta\phi(j+T_{in}), \Delta\phi(j+T_s+T_{in}), \Delta\phi(j+2T_s+T_{in}), \dots$  are taken out, respectively as shown in Fig. 100c, and those samples are stored in the buffer memory as a second sample series. Regarding the samples having the same sequential number in the first sample series and the second sample series, one sample value in the first sample series is subtracted from corresponding one sample value in the second sample series to obtain differential outputs under condition of  $T_s < T_{in}$ .

In Fig. 101, a waveform of real part  $X_c(t)$  of the analytic signal, a phase noise waveform  $\Delta\phi(t)$ , and zero crossing points are same as those in Fig. 99. Fig. 101 shows a case where a calculation movement step  $T_s$  is a length of one

zero crossing point and a differential interval  $T_{in}$  is a length of 17 zero crossing points. In this case, as shown in Fig. 101c, there is obtained at every zero crossing point, a differential of  $\Delta\phi(t)$ , for example,  $J_p(j)=\Delta\phi(j+T_{in})-\Delta\phi(j)$  in the differential interval  $T_{in}$  (17 zero crossing points).

5 In order to clearly obtain a fluctuation of  $\Delta\phi(t)$ , it is necessary to make  $T_{in}$  larger to some extent. However, in the conventional system shown in Fig. 99,  $T_s$  is  $T_s \geq T_{in}$ , and hence  $T_s$  also becomes large. Therefore, the number of differential values to be obtained in the same time period (data volume) is small, and hence the resolution is poor and the peak values and the mean values  
10 are not accurate values.

Therefore, a peak-to-peak jitter  $J_{pp}(t)$  obtained from the differentials shown in Fig. 99 is as shown in Fig. 102a due to the decreased number of differential values obtained, and the peak value is 1883 ps and the root-mean-square value is 638 ps. However, a peak jitter  $J_{pp}(t)$  obtained from the  
15 differentials shown in Fig. 101 under the same condition is as shown in Fig. 102b due to the increased number of differential values and short intervals, and the peak-to-peak value is 1940 ps and the root-mean-square value is 650 ps. In the case of Fig. 101, a high resolution and an accurate jitter can be obtained compared with the conventional case shown in Fig. 99.

20 With respect to an ordinary AD converter, as shown in Fig. 103a, an input signal is inputted to an AD converter 77 after frequency components higher than 1/2 of the sampling frequency of the AD converter 77 have been removed therefrom by a lowpass filter 76. It is necessary for the AD converter 77 to perform an analog-digital conversion at a sampling frequency equal to or  
25 higher than two-time frequency of the input signal frequency. However, in the apparatus according to the present invention, the input signal may be sampled and converted into a digital signal at a frequency lower than the input signal frequency. For this purpose, for example as shown in Fig. 103b, high

frequency components of the input signal are removed by a bandpass or lowpass filter 78, and then the input signal is sampled in a sampling bridge circuit 79 comprised of diodes by sampling pulses applied between terminals 81a and 81b at a frequency lower than the input signal frequency. A sample value accurately obtained by this process is converted into a digital signal by an AD converter 81 for each sampling. For example, an experiment was performed using a sine wave signal having 10.025 MHz frequency and being phase-modulated by 20 kHz signal. When this sine wave signal was sampled at a frequency of 40.0 MHz that was higher than that of this input signal, the waveform of the series of sample values was as shown in Fig. 104a. In this case, the spectrum was as shown in Fig. 105a wherein a large peak of the carrier wave component having 10.025 MHz frequency as well as peaks of upper and lower sidebands (modulation components) were observed. On the other hand, when this sine wave signal was under-sampled by the circuit configuration of Fig. 103b at a frequency of 100 kHz that was lower than the carrier wave frequency of the input signal by two digits, the waveform of the series of sample values was as shown in Fig. 104b. This series of sample values is also shown in Fig. 104a by marks  $\circ$ . In this case, the spectrum of the series of sample values in the under-sampling was as shown in Fig. 105b wherein a peak of the carrier wave component having 25 kHz frequency and two peaks of the modulation components (upper and lower sidebands) of  $25 \text{ kHz} \pm 20 \text{ kHz}$  were observed. Therefore, it could be understood that a jitter can also be measured by the apparatus of the present invention using an under-sampling AD converter.

In each of the embodiments shown in Fig. 82, Fig. 88 and Fig. 91, one of the various analytic signal transforming means shown in Fig. 91, Fig. 40b, Fig. 67 and Fig. 69 can be used as the analytic signal transforming means 11. In addition, in those embodiments, it is not limited to use an AD converter for

converting an input signal into a digital signal, but a comparator may be used instead of the AD converter. That is, in general, an input signal under measurement is converted into a digital signal by an AD converter, or is changed to a binary value by a comparator to be inputted to the analytic signal transforming means 11. However, an input signal under measurement is inputted into the analytic signal transforming means shown in Fig. 40b without being converted into a digital signal. Moreover, an input signal of the phase noise detecting means 61, i.e., an input signal of the analytic signal transforming means 11 may be a signal produced by frequency-dividing an input signal (a signal under jitter measurement) by a frequency-divider or a signal produced by frequency-converting an input signal by a frequency-converter.

Heretofore, measurements of jitters of a signal under measurement have been mainly described. However, the present invention can be applied to jitter measurements of various signals like a data signal used in telecommunication, a repetitive video signal such as a television signal or the like.

While the present invention has been described with regard to the preferred embodiment shown by way of example, it will be apparent to those skilled in the art that various modifications, alterations, changes, and/or minor improvements of the embodiment described above can be made without departing from the spirit and the scope of the present invention. Accordingly, it should be understood that the present invention is not limited to the illustrated embodiment, and is intended to encompass all such modifications, alterations, changed, and/or minor improvements falling within the scope of the invention defined by the appended claims.

Further, the aforementioned reference literatures c1-c18 are as listed below.

[c1]: Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky and Ian T. Young,



Signals and Systems, Prentice-Hall, Inc., 1983.

[c2]: Athanasios Papoulis, "Analysis for Analog and Digital Signals", Gendai Kogakusha, 1982.

[c3]: Stefan L. Hahn, Hilbert Transforms in Signal Processing,  
5 Arttrch House Inc., 1996.

[c4]: J. Dugundji, "Envelopes and Pre-Envelopes of Real Waveforms," IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-4, pp. 53-57, 1958.

[c5]: Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schafer, Discrete-Time  
10 Signal Processing, Prentice-Hall, Inc., 1989.

[c6]: Tristan Needham, Visual Complex Analysis, Oxford University Press, Inc., 1997.

[c7]: Donald G. Childers, David P. Skinner and Robert C. Kemerait, "The Cepstrum: A Guide to Processing," Proc.  
15 IEEE, vol. 65, pp. 1428-1442, 1977.

[c8]: Jose M. Tribolet, "A New Phase Unwrapping Algorithm," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-25, pp. 170-177, 1977.

[c9]: Kuno P. Zimmermann, "On Frequency-Domain and  
20 Time-Domain Phase Unwrapping," Proc. IEEE, vol. 75, pp. 519-520, 1987.

[c10]: Julius S. Bendat and Allan G. Piersol, Random Data: Analysis and Measurement Procedures, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & Sons, Inc., 1986.

25 [c11]: Shoichiro Nakamura, Applied Numerical Methods with

Software, Prentice-Hall, Inc., 1991.

[c12]: David Chu, "Phase Digitizing Sharpens Timing Measurements," IEEE Spectrum, pp. 28-32, 1988.

[c13]: Lee D. Cosart, Luiz Peregrino and Atul Tambe, "Time  
5 Domain Analysis and Its Practical Application to the  
Measurement of Phase Noise and Jitter," IEEE Trans.  
Instrum. Meas., vol. 46, pp. 1016-1019, 1997.

[c14]: Jacques Rutman, "Characterization of Phase and Frequency  
Instabilities in Precision Frequency Sources: Fifteen Years  
10 of Progress," Proc. IEEE, vol. 66, pp. 1048-1075, 1977.

[c15]: Kamilo Feher, Telecommunications Measurements,  
Analysis, and Instrumentation, Prentice-Hall, Inc., 1987.

[c16]: Michel C. Jeruchim, Philip Balaban and K. Sam Shanmugan,  
Simulation of Communication Systems, Plenum Press, 1992.

15 [c17]: E. Oran Brigham, The Fast Fourier Transform,  
Prentice-Hall, Inc., 1974.

[c18]: Albert H. Nuttall, "Some Windows with Very Good Sidelobe  
Behavior", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing,  
vol. ASSP-29, pp. 84-91, 1981.

WHAT IS CLAIMED IS:

1. An apparatus for measuring a jitter comprising:  
analytic signal transforming means for transforming a signal under measurement into a complex analytic signal;  
instantaneous phase estimating means for obtaining an instantaneous phase of the analytic signal;  
linear phase removing means for removing a linear phase from the instantaneous phase to obtain a phase noise waveform; and  
jitter detecting means for obtaining a jitter of the signal under measurement from the phase noise waveform.

2. The apparatus for measuring a jitter according to claim 1 further including:

a zero crossing sampler for sampling the phase noise waveform as an input signal at a timing close to a zero crossing point of a real part of the analytic signal to output a sample phase noise waveform.

3. The apparatus for measuring a jitter according to claim 2 further including:

a first differential circuit for inputting therein the sample phase noise waveform and for calculating its differential waveform to output a first differential phase noise waveform.

4. The apparatus for measuring a jitter according to claim 3 further including:

a second differential circuit for inputting therein the first

differential phase noise waveform and for calculating its differential waveform to output a second differential phase noise waveform.

5. The apparatus for measuring a jitter according to any one of claims 1-4 further including:

a comparator for comparing the signal under measurement with a reference analog quantity to change the signal under measurement to a binary value, and for supplying the binary value to the analytic signal transforming means.

6. The apparatus for measuring a jitter according to any one of claims 1-4 wherein said analytic signal transforming means is means for supplying the signal under measurement to a bandpass filter, for Hilbert-transforming an output of said bandpass filter by a Hilbert transformer to obtain an imaginary part of the analytic signal, and for making the output of said bandpass filter a real part of the analytic signal.

7. The apparatus for measuring a jitter according to any one of claims 1-4 wherein said analytic signal transforming means comprises:

a frequency domain transformer for transforming the signal under measurement into a signal in frequency domain;

a bandpass processor for cutting-off negative frequency components from an output of said frequency domain transformer and for extracting only frequency components in the proximity of the frequency of the signal under measurement; and

a time domain transformer for inverse-transforming the output

of said bandpass processor into a signal in time domain.

8. The apparatus for measuring a jitter according to claim 7 further including:

a buffer memory for storing therein the signal under measurement;

wherein said analytic signal transforming means further comprises:

means for taking out in the sequential order the signal under measurement from said buffer memory such that the signal under measurement being taken out is partially overlapped with a signal under measurement taken out just before;

means for multiplying each taken out partial signal under measurement by a window function to supply the multiplied result to said frequency domain transformer; and

means for multiplying the signal transformed in time domain by an inverse number of the window function to obtain the analytic signal.

9. The apparatus for measuring a jitter according to any one of claims 1-4 wherein said analytic signal transforming means comprises:

a first frequency mixer for multiplying the signal under measurement by a sine wave signal;

a second frequency mixer for multiplying the signal under measurement by a cosine wave signal whose frequency is same as that of the sine wave signal;

a first lowpass filter to which an output of said first frequency

mixer is supplied;

a second lowpass filter to which an output of said second frequency mixer is supplied;

a first AD converter for converting an output of said first lowpass filter into a digital signal;

a second AD converter for converting an output of said second lowpass filter into a digital signal;

wherein the analytic signal is composed of an output signal of said first AD converter and an output signal of said second AD converter.

10. The apparatus for measuring a jitter according to any one of claims 1-4 wherein said analytic signal transforming means comprises:

a first frequency mixer for multiplying the signal under measurement by a sine wave signal;

a second frequency mixer for multiplying the signal under measurement by a cosine wave signal whose frequency is same as that of the sine wave signal;

a first lowpass filter to which an output of said first frequency mixer is supplied;

a second lowpass filter to which an output of said second frequency mixer is supplied;

a first comparator for comparing an output of said first lowpass filter with a reference analog quantity; and

a second comparator for comparing an output of said second lowpass filter with the reference analog quantity;

wherein the analytic signal is composed of an output signal of

said first comparator and an output signal of said second comparator.

11. The apparatus for measuring a jitter according to any one of claims 1-4 wherein said jitter detecting means is peak-to-peak detecting means for obtaining a difference between the maximum value and the minimum value of the phase noise waveform as a peak value of a jitter.

12. The apparatus for measuring a jitter according to any one of claims 1-4 wherein said jitter detecting means is root-mean-square detecting means for calculating a root-mean-square of the phase noise waveform to obtain a root-mean-square value of a jitter.

13. The apparatus for measuring a jitter according to any one of claims 1-4 wherein said jitter detecting means is histogram estimating means for obtaining a histogram of the phase noise waveform.

14. The apparatus for measuring a jitter according to any one of claims 1-4 wherein said linear phase removing means comprises:

continuous phase converting means for converting an inputted instantaneous phase into a continuous phase;

linear phase estimating means for estimating a linear phase with respect to the converted continuous phase; and

means for subtracting the estimated linear phase from the continuous phase to obtain the phase noise waveform.

15 A method of measuring a jitter comprising the steps of:

- an analytic signal transforming step of transforming a signal under measurement into a complex analytic signal;
- an instantaneous phase estimating step of obtaining an instantaneous phase of the analytic signal;
- a linear phase removing step of removing a linear phase from the instantaneous phase to obtain a phase noise waveform; and
- a step of obtaining a jitter of the signal under measurement from the phase noise waveform.

16. A method of measuring a jitter according to claim 15 further comprising the steps of:

- sampling the phase noise waveform at a timing close to a zero crossing point of a real part of the analytic signal to obtain a sample noise waveform; and

- calculating a differential waveform of the sample phase noise waveform to obtain a first differential phase noise waveform.

17. A method of measuring a jitter according to claim 16 further comprising the step of:

- calculating a differential waveform of the first differential phase noise waveform to obtain a second differential phase noise waveform.



## ABSTRACT

A signal under measurement is transformed into a complex analytic signal using a Hilbert transformer and an instantaneous phase of this analytic signal is estimated. A linear phase is subtracted from the instantaneous phase to obtain a phase noise waveform. The phase noise waveform is sampled in the proximity of a zero crossing point of a real part of the analytic signal. A differential waveform of the sample phase noise waveform is calculated to obtain a differential phase noise waveform. An RMS jitter is obtained from the phase noise waveform, and a peak-to-peak jitter is obtained from the phase noise waveform.



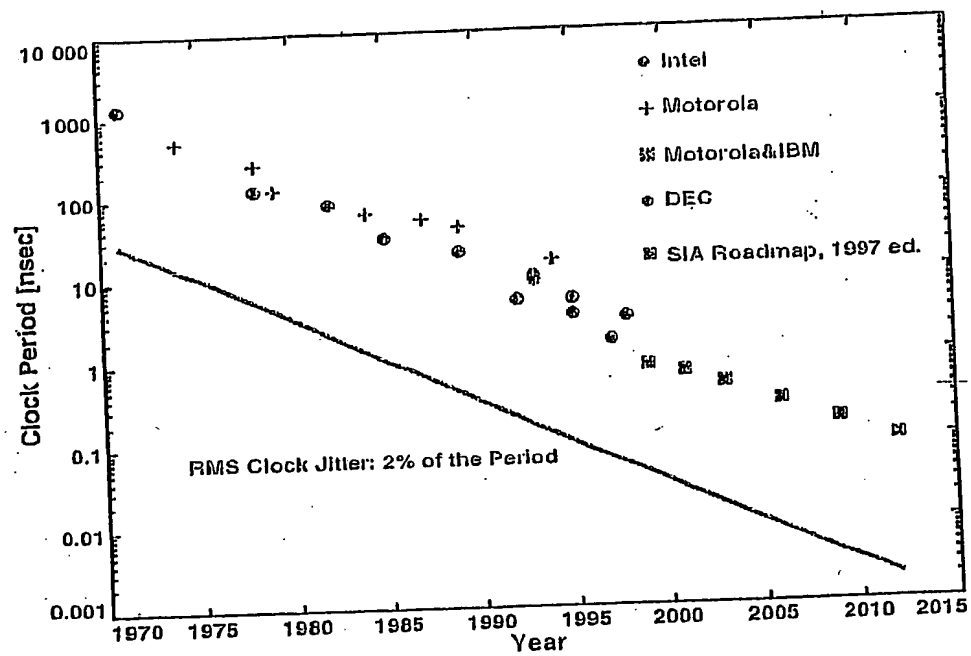


FIG. 1

clock  
driver

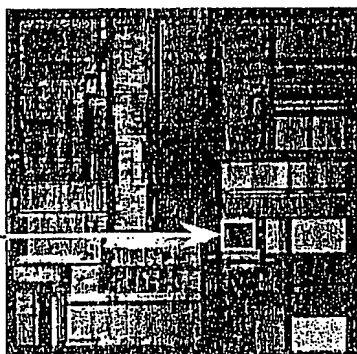


FIG. 2

	Computer Systems	Telecommunication
Design Technology	CMOS	Bipolar, GaAs, CMOS
PLL Circuit	On-chip PLL	Discrete PLL
Signal	No modulation	Modulated signal
Jitter	Peak-to-peak Jitter	Average Jitter
Test method	Not available	Available

FIG. 3

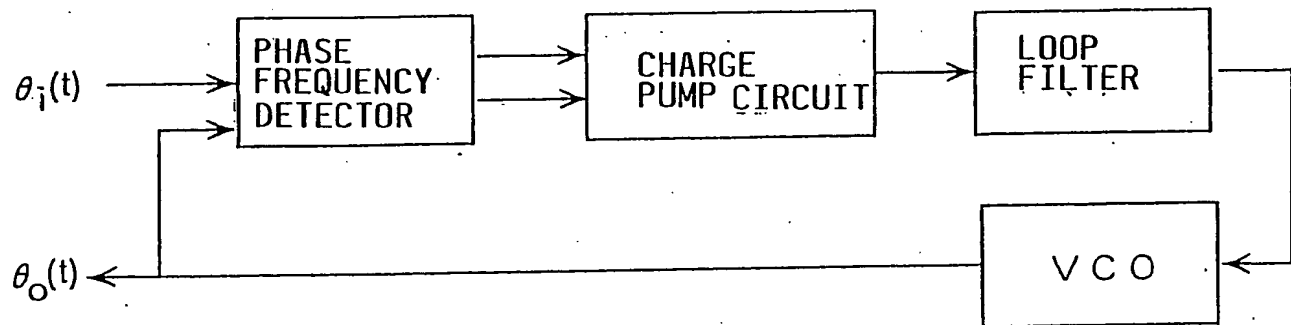


FIG. 4

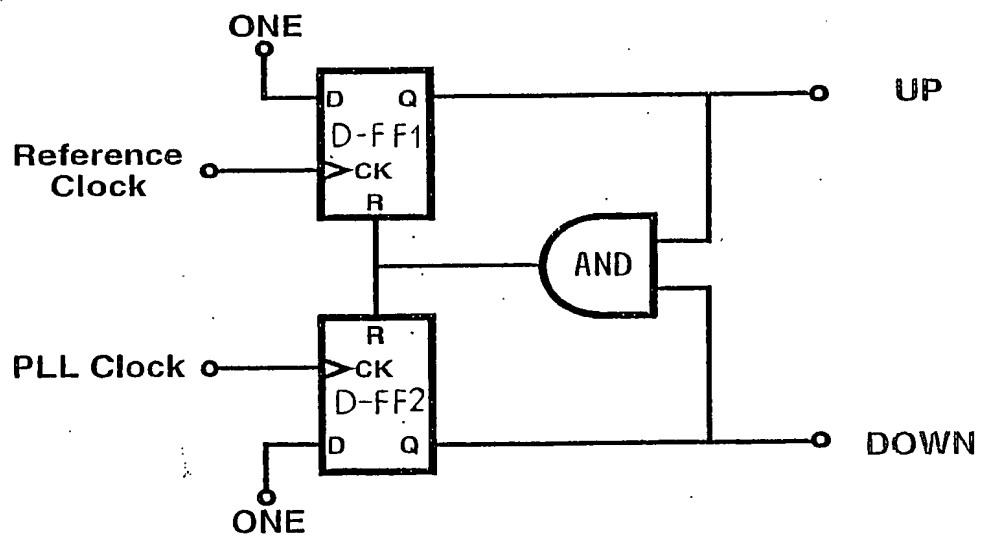
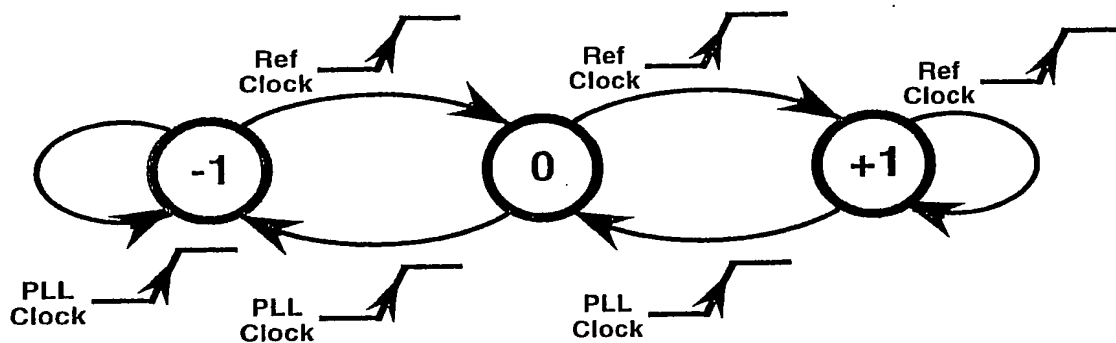


FIG. 5



**Down:** decrease the frequency

**Up:** Increase the frequency

FIG. 6

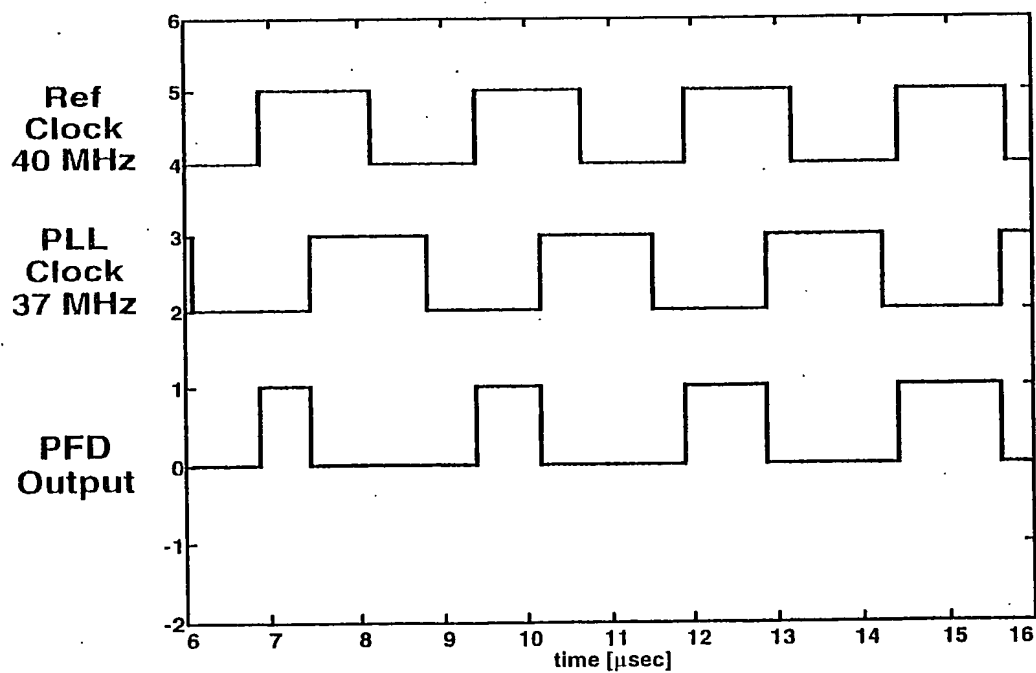


FIG. 7

FIG. 8a

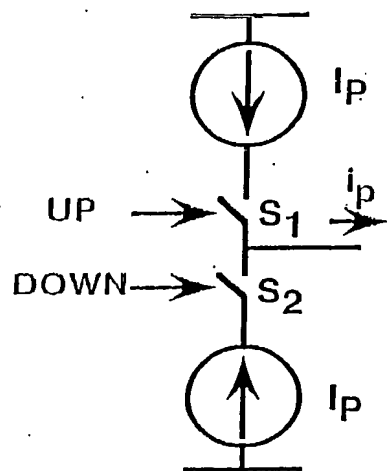


FIG. 8b

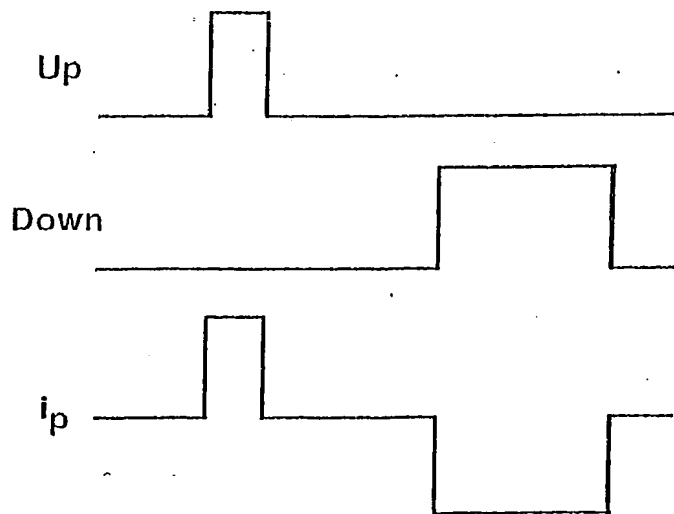


FIG. 9a

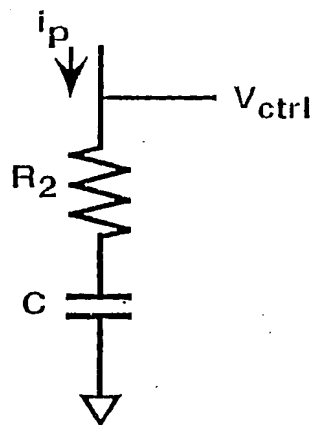
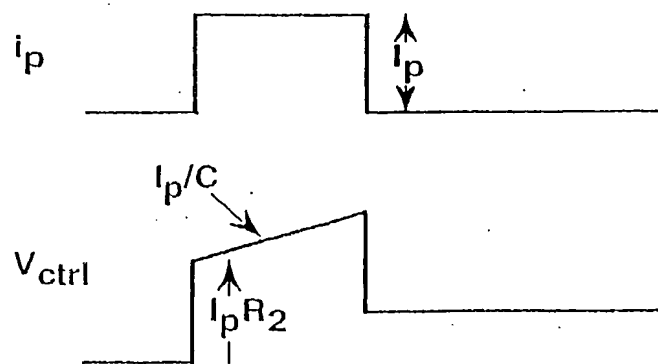


FIG. 9b



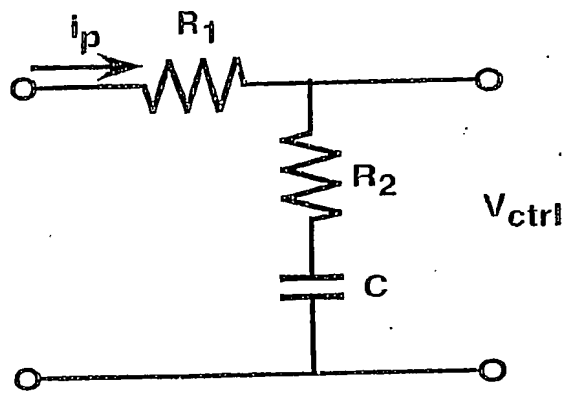


FIG. 10

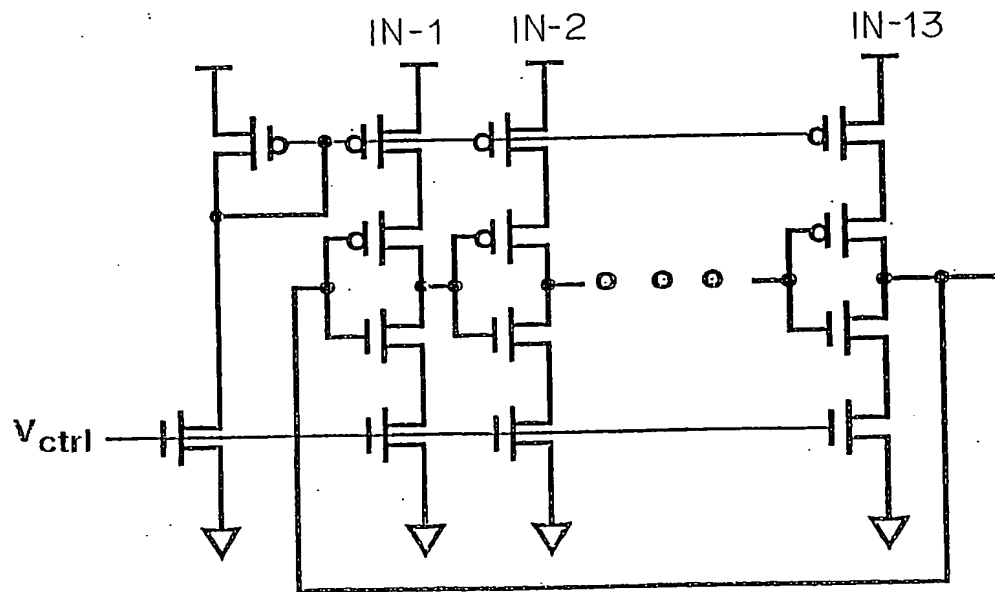


FIG. 11



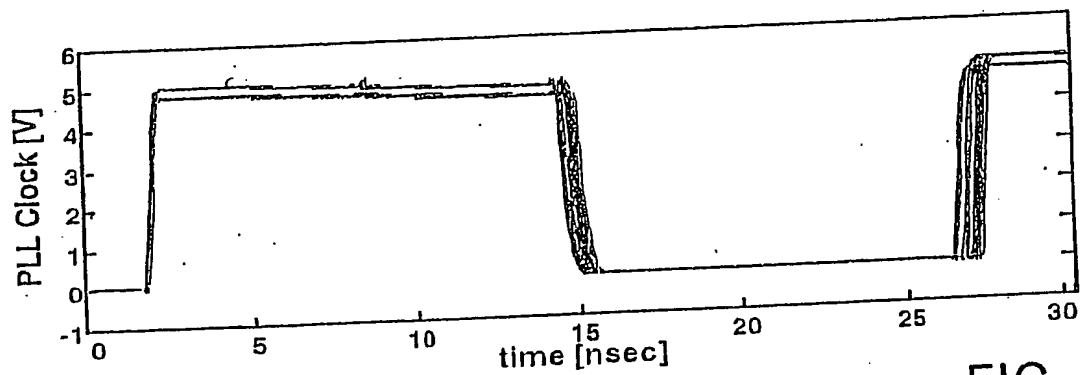


FIG. 12

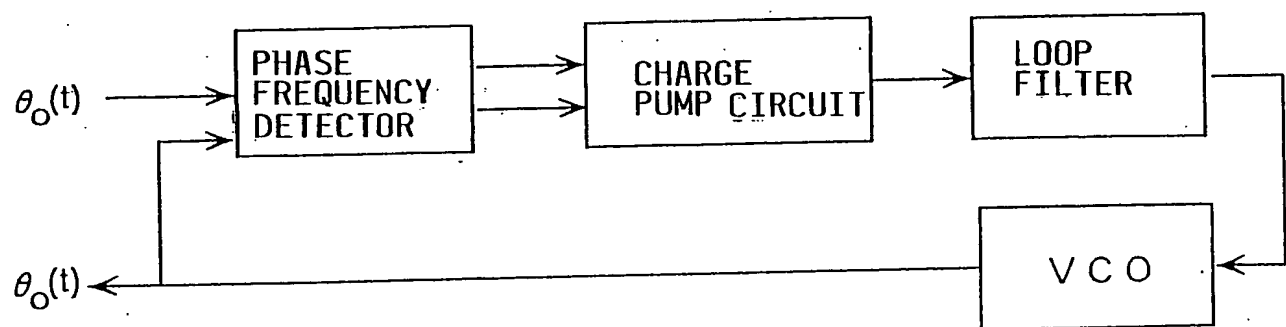


FIG. 13

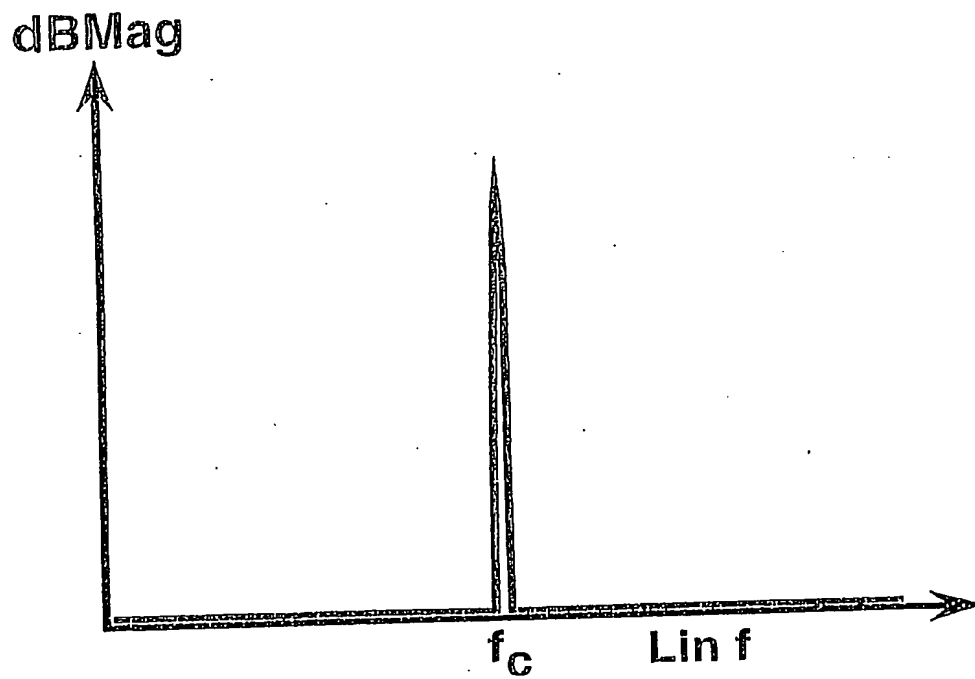


FIG. 14

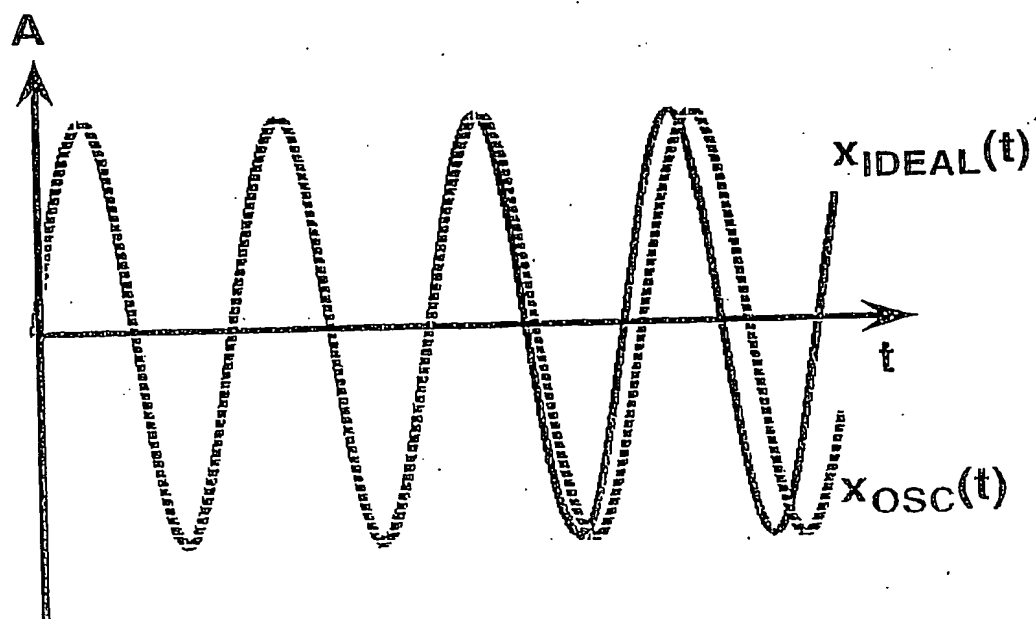
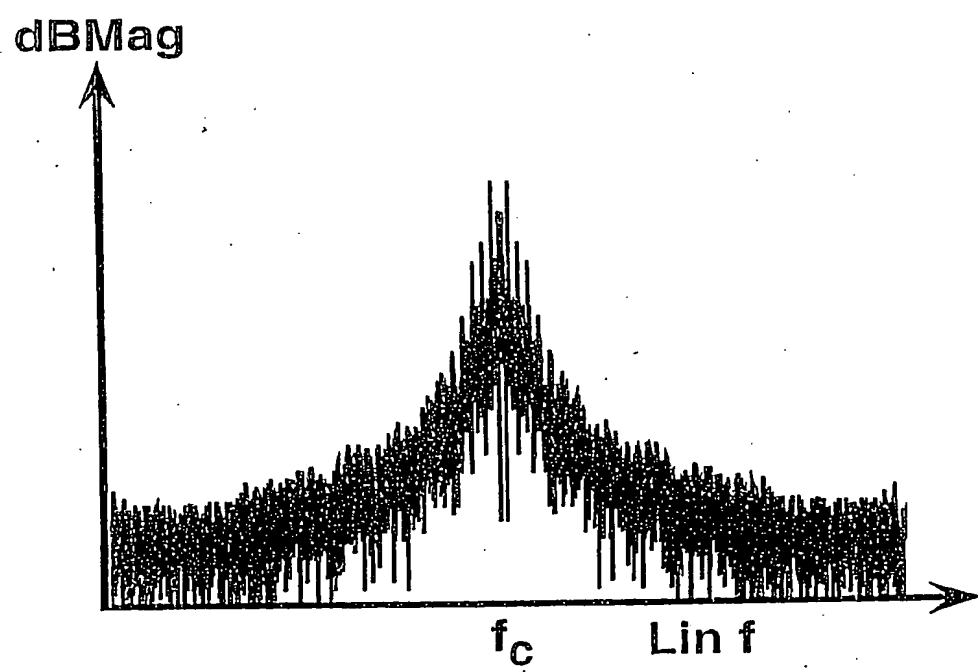


FIG. 15

FIG. 16



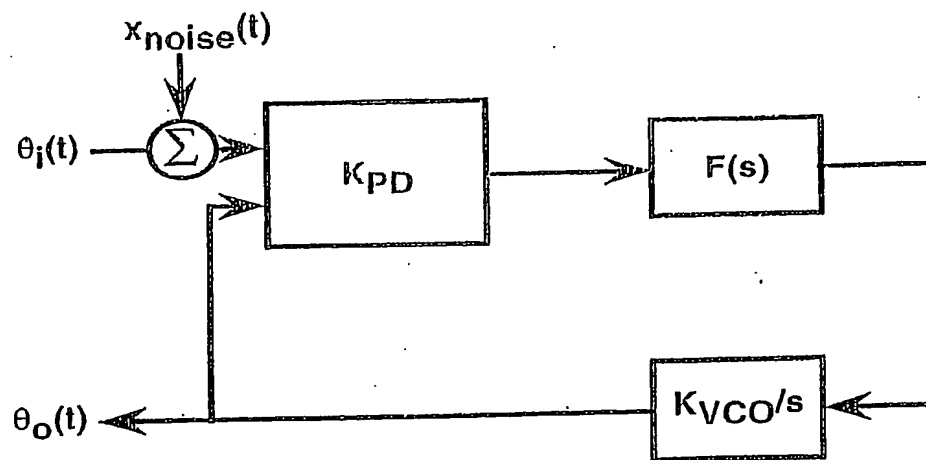


FIG. 17

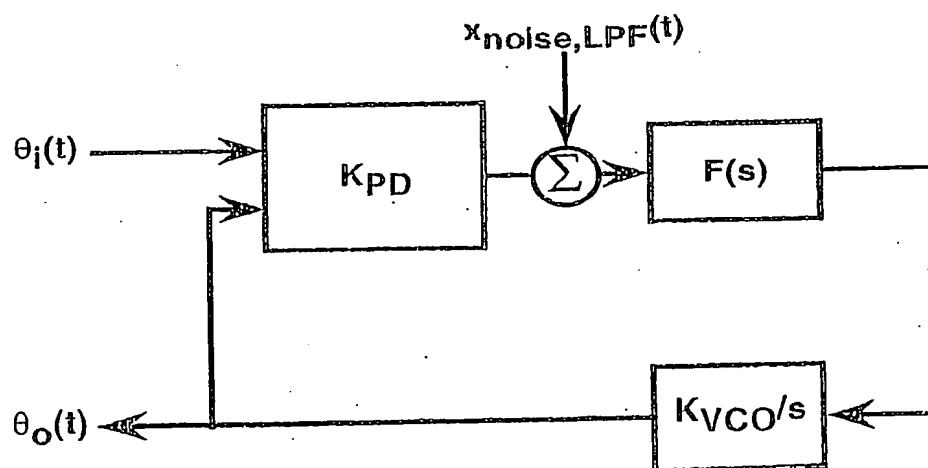


FIG. 18

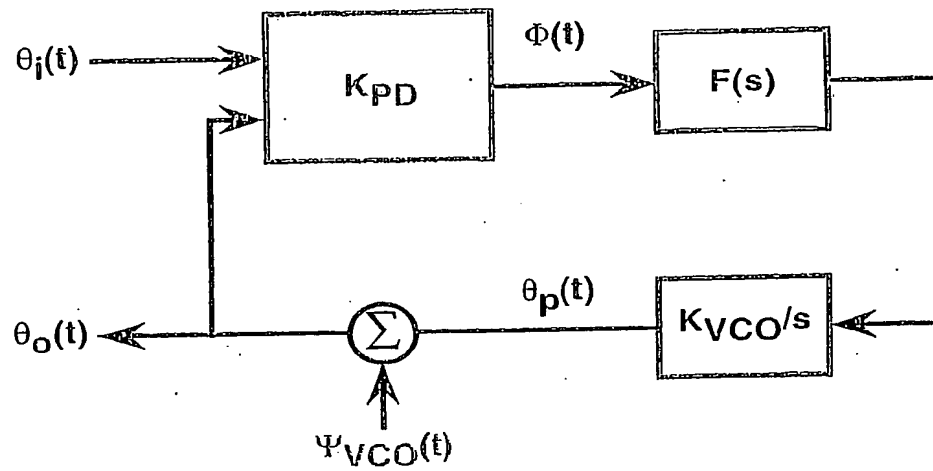


FIG. 19

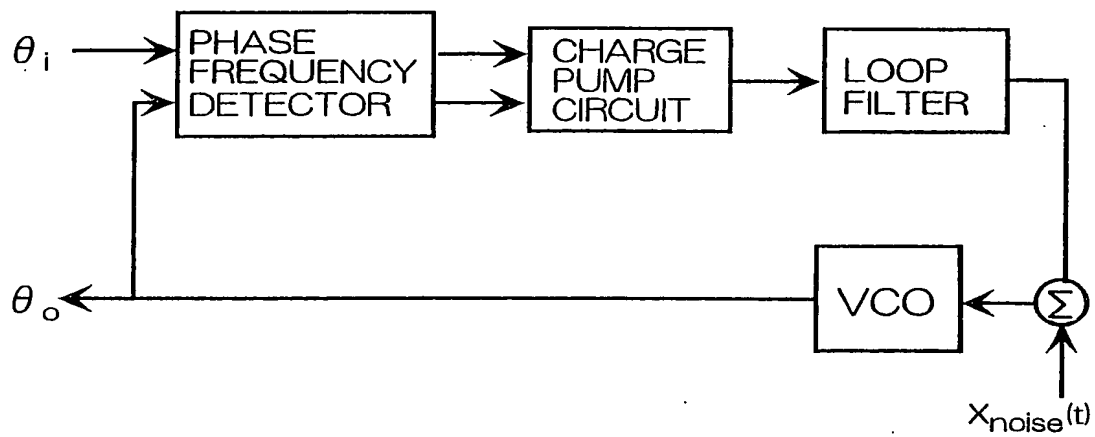


FIG. 20

FIG. 21

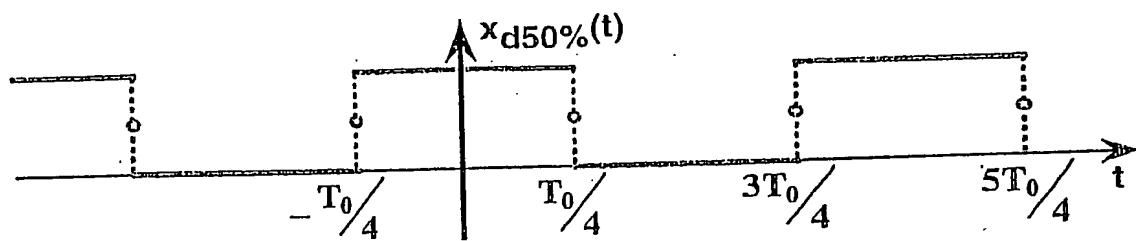


FIG. 22

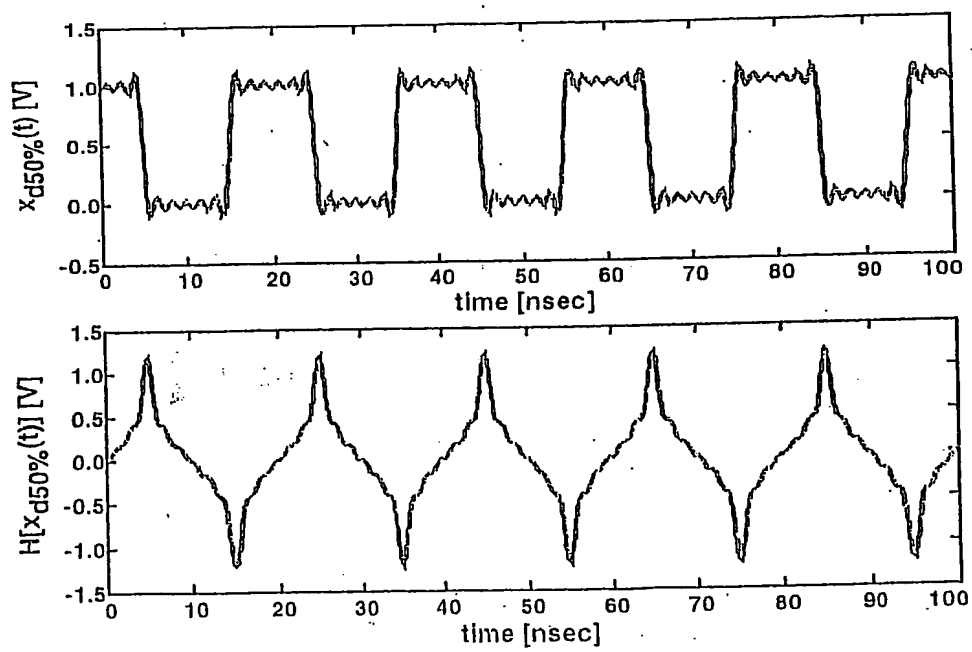


FIG. 23

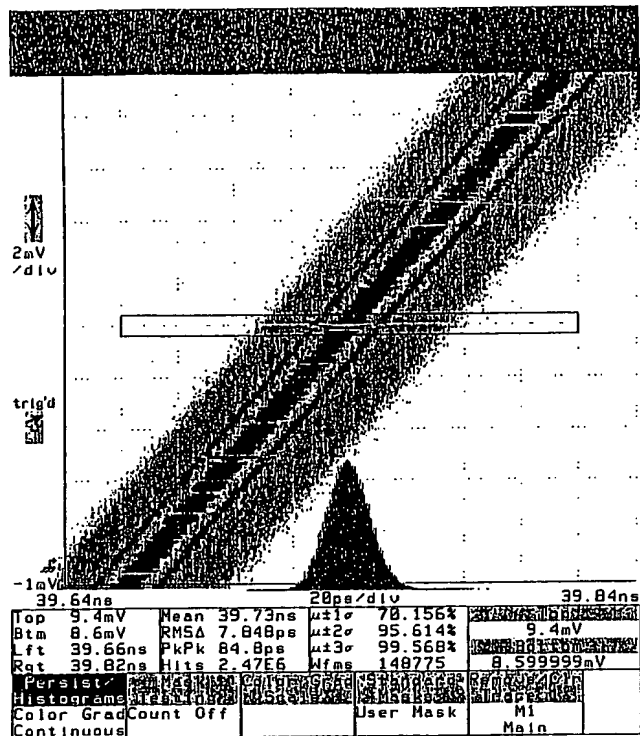


FIG. 24

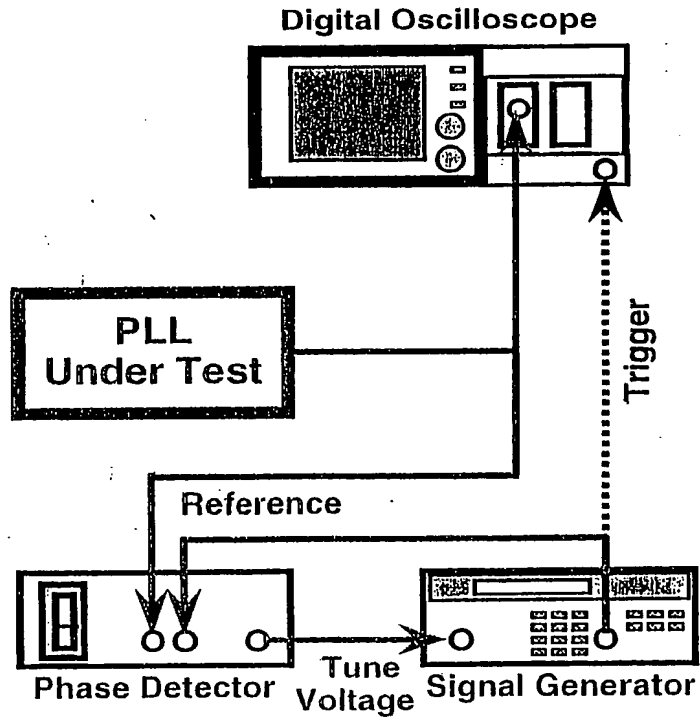


FIG. 25a

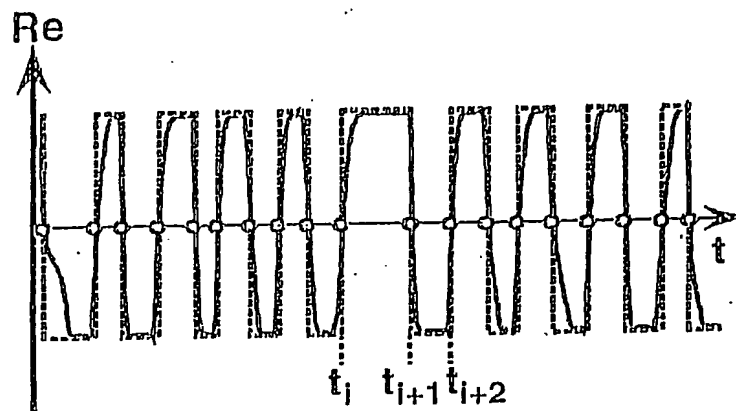


FIG. 25b

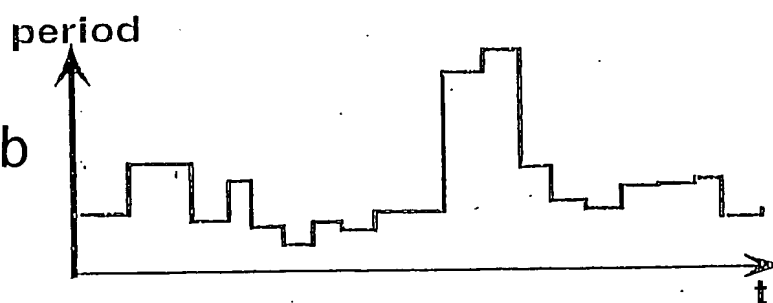




FIG. 26

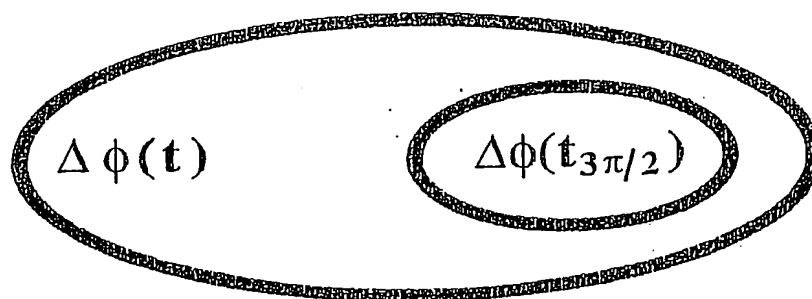


FIG. 27

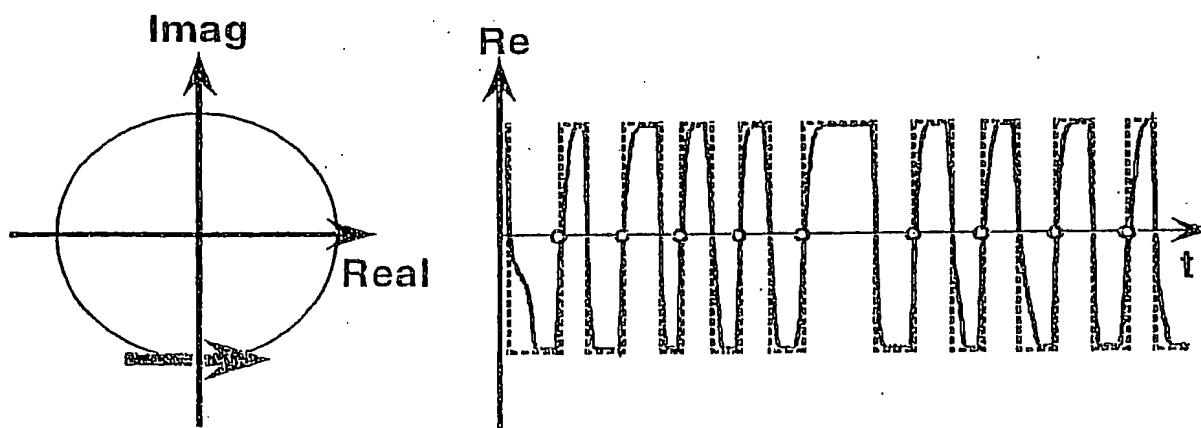
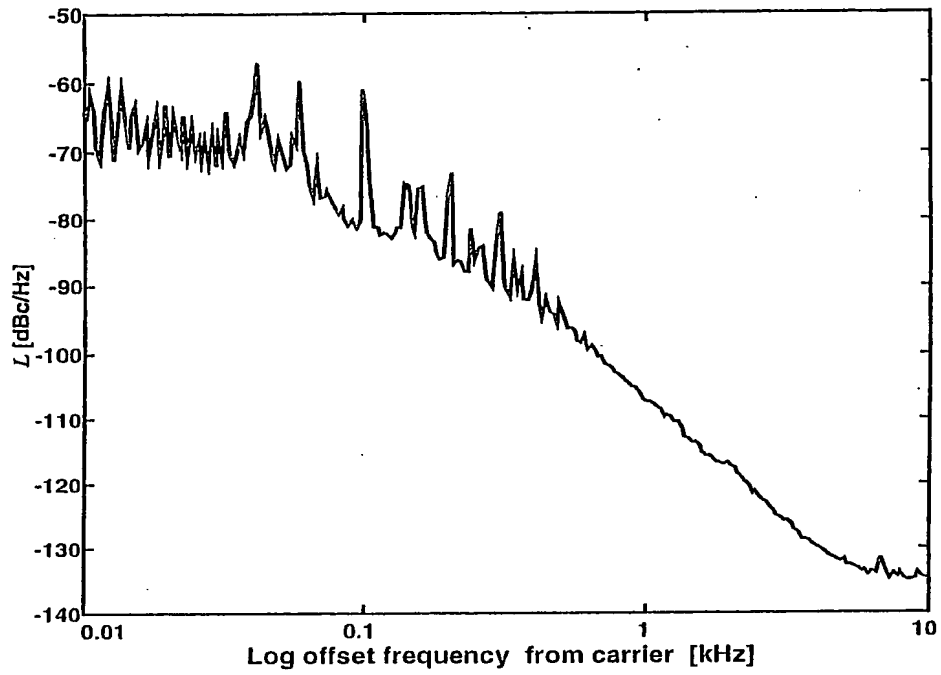


FIG. 28



Spectrum Analyzer

FIG. 29

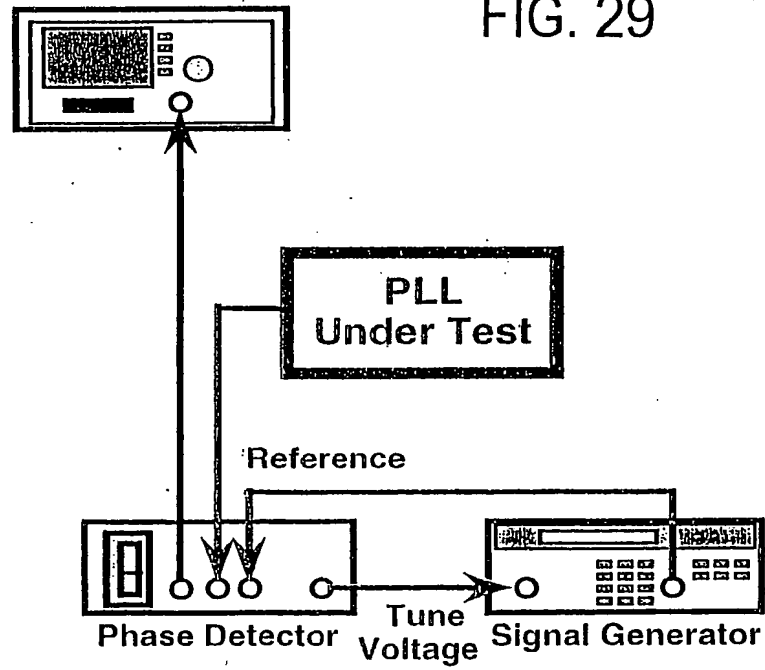


FIG. 30a

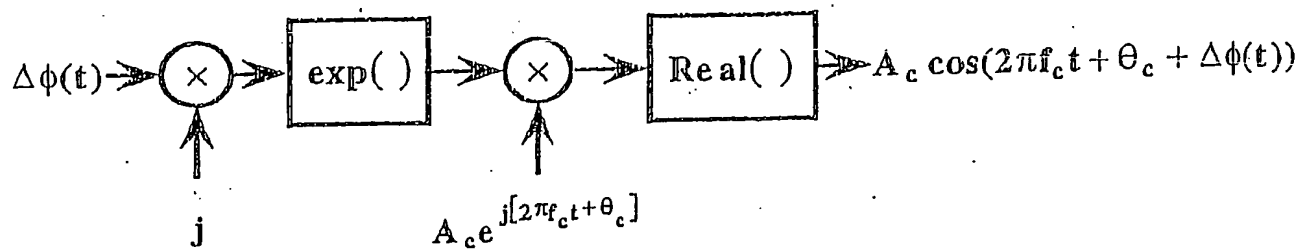


FIG. 30b

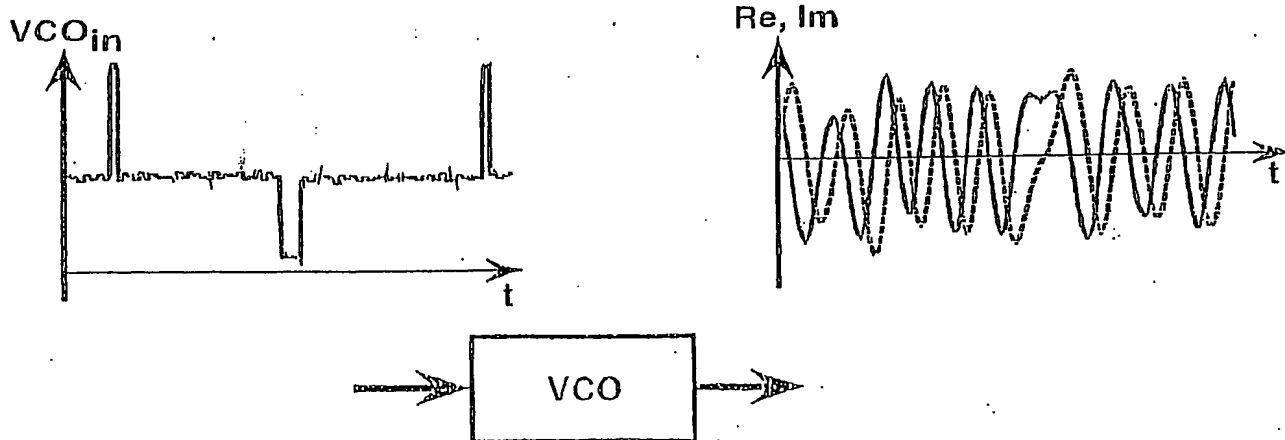
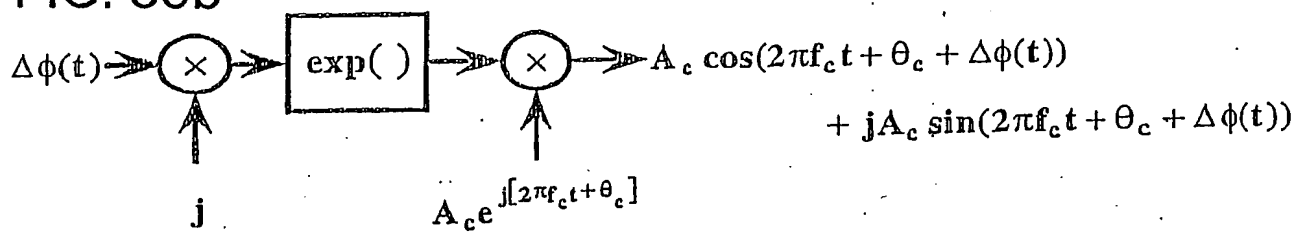
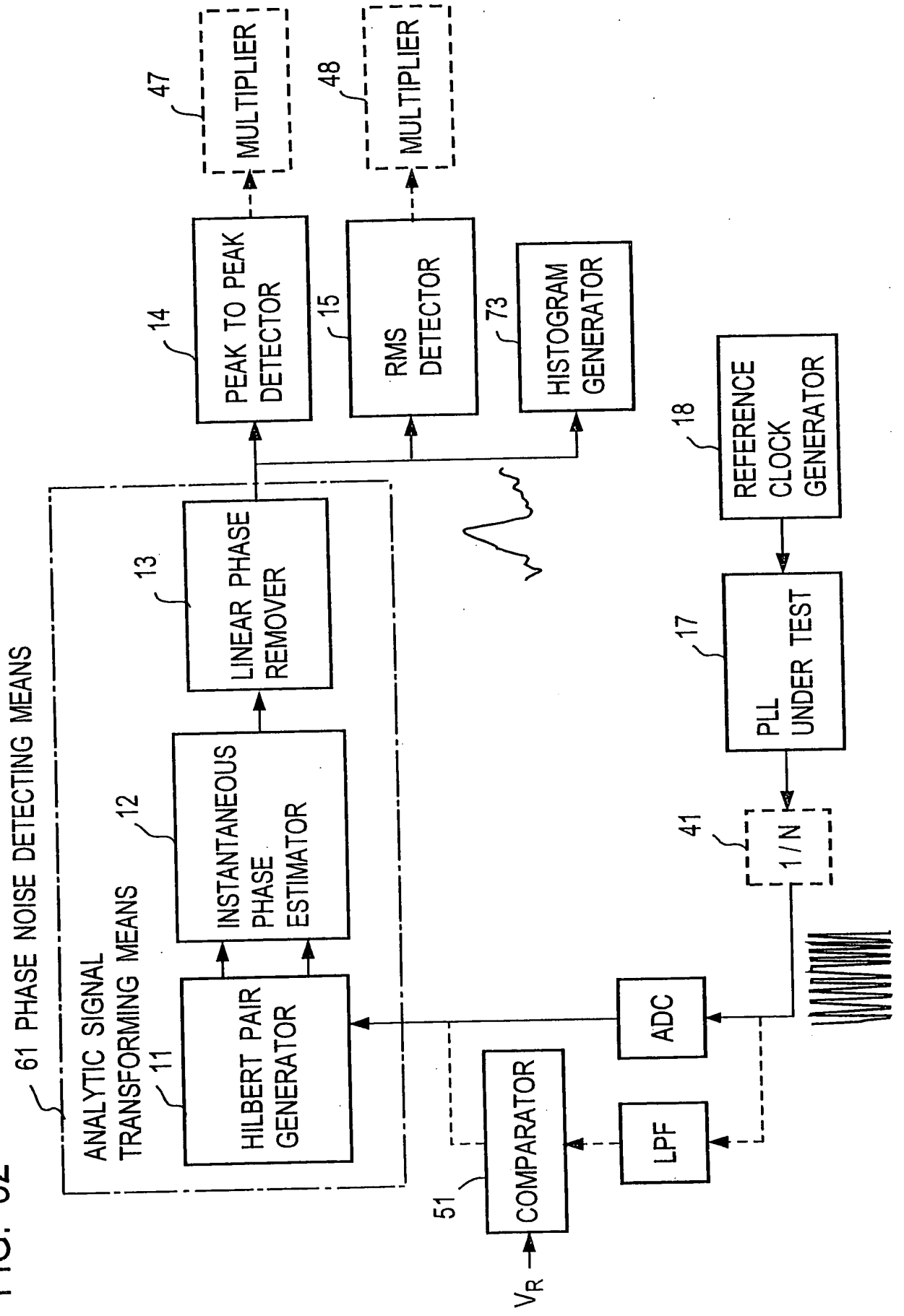


FIG. 31

FIG. 32



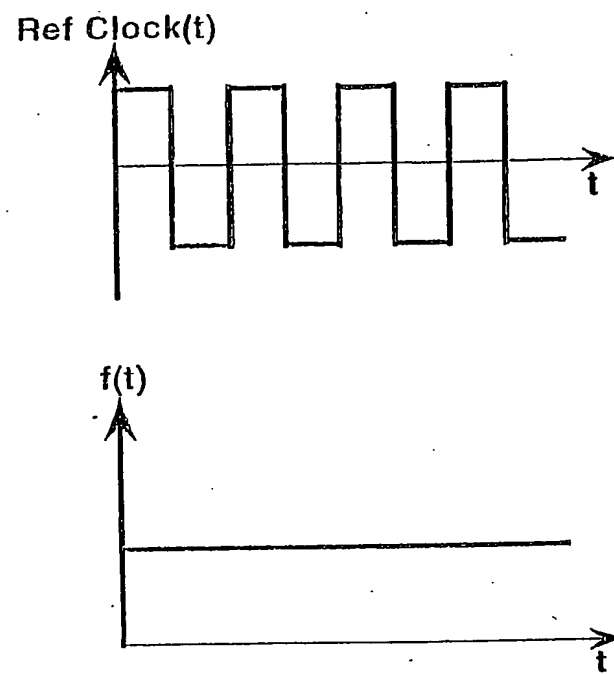


FIG. 33

FIG. 34

AUTOMATIC TESTING  
EQUIPMENT

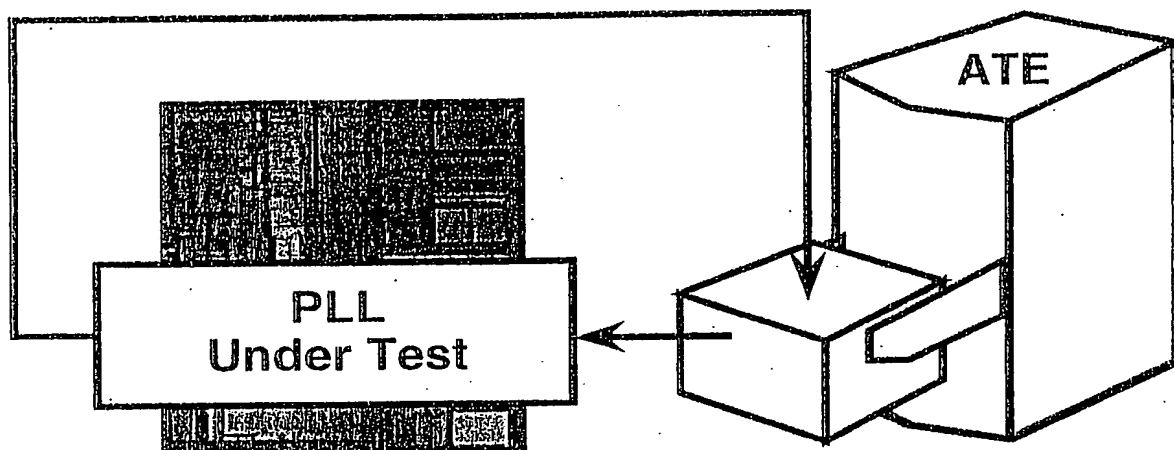


FIG. 35a

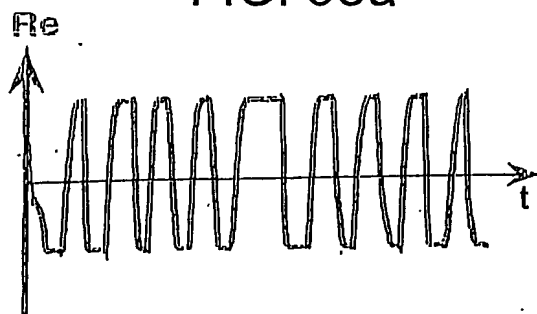


FIG. 35b

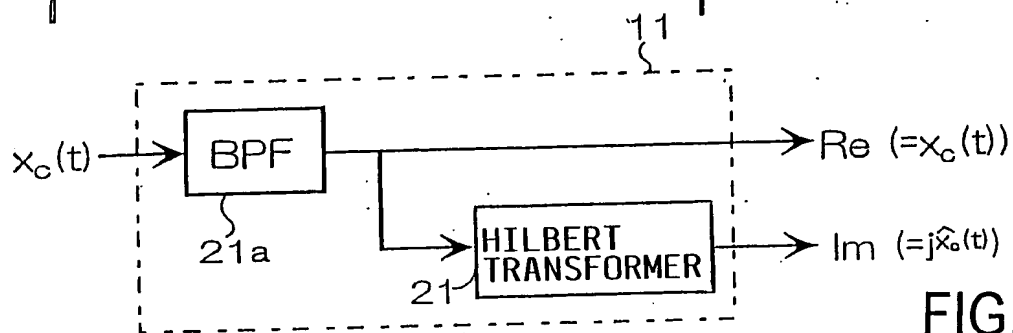
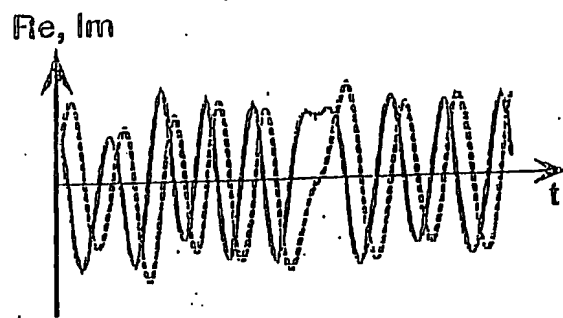


FIG. 35c

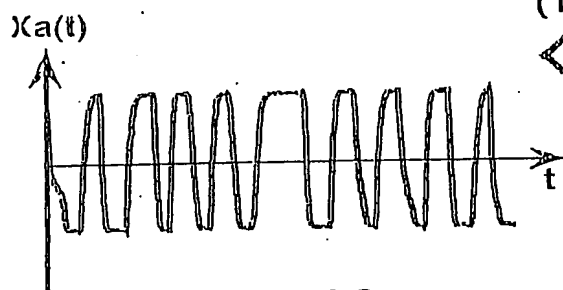


FIG. 36a

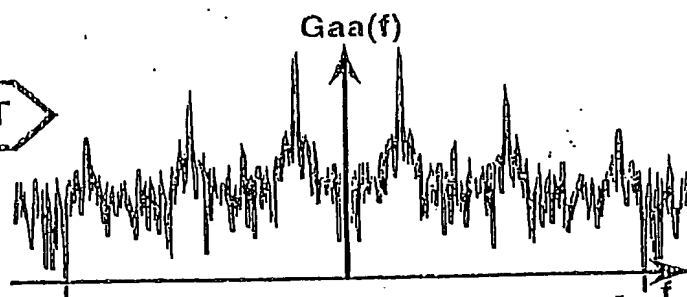


FIG. 36b

(2)

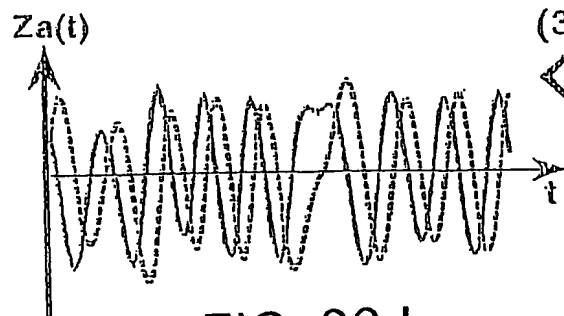
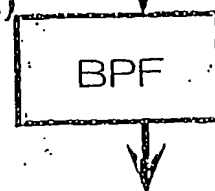


FIG. 36d

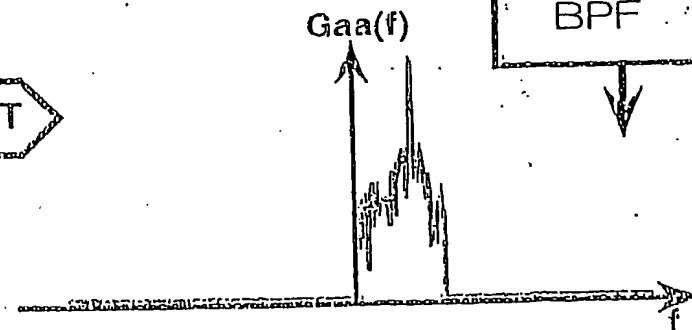


FIG. 36c

FIG. 37a

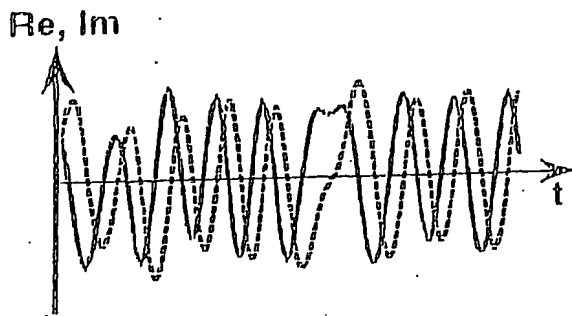


FIG. 37b

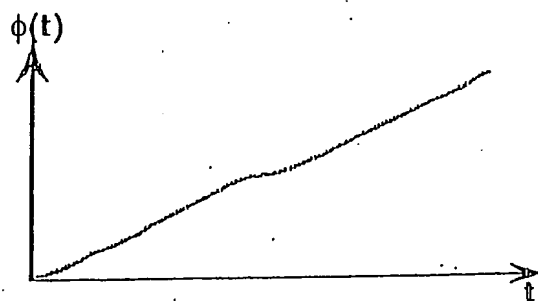
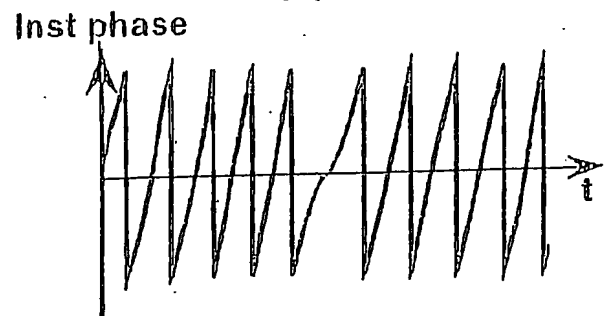


FIG. 37c

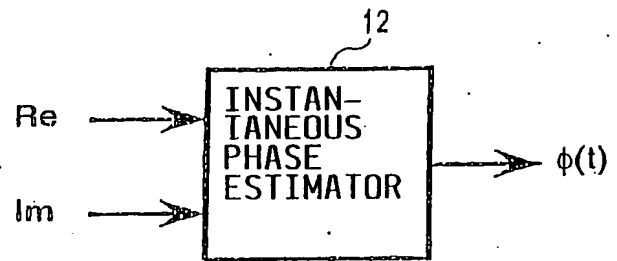


FIG. 37d

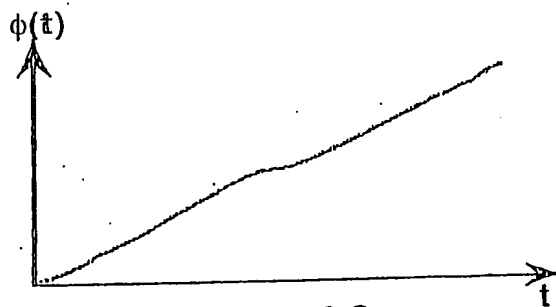


FIG. 38a

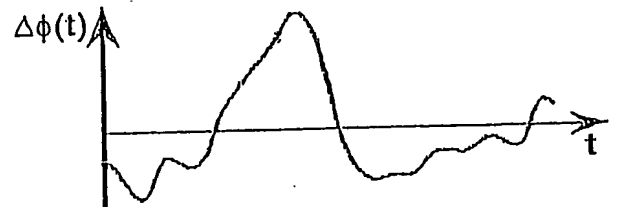


FIG. 38b

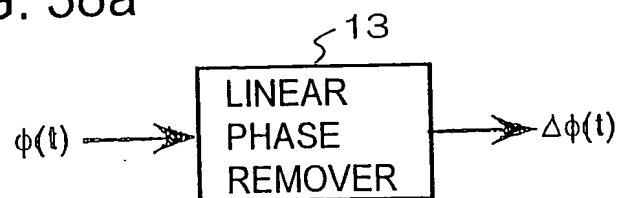


FIG. 38c



FIG. 39a

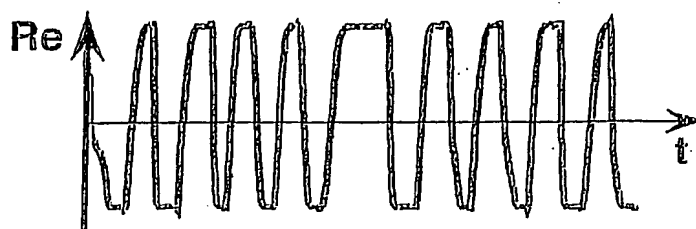


FIG. 39b

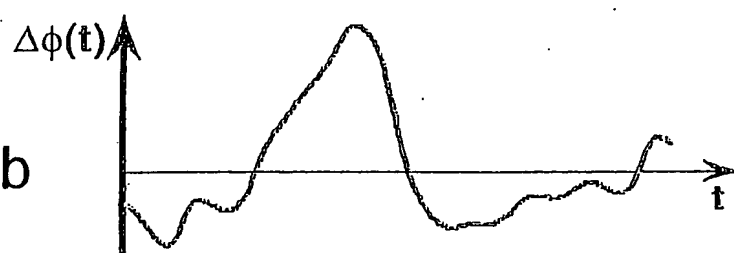
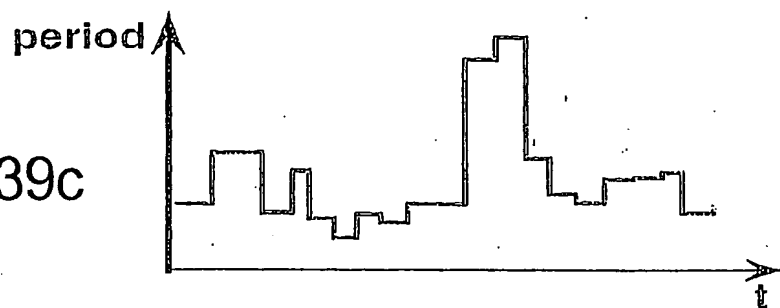


FIG. 39c



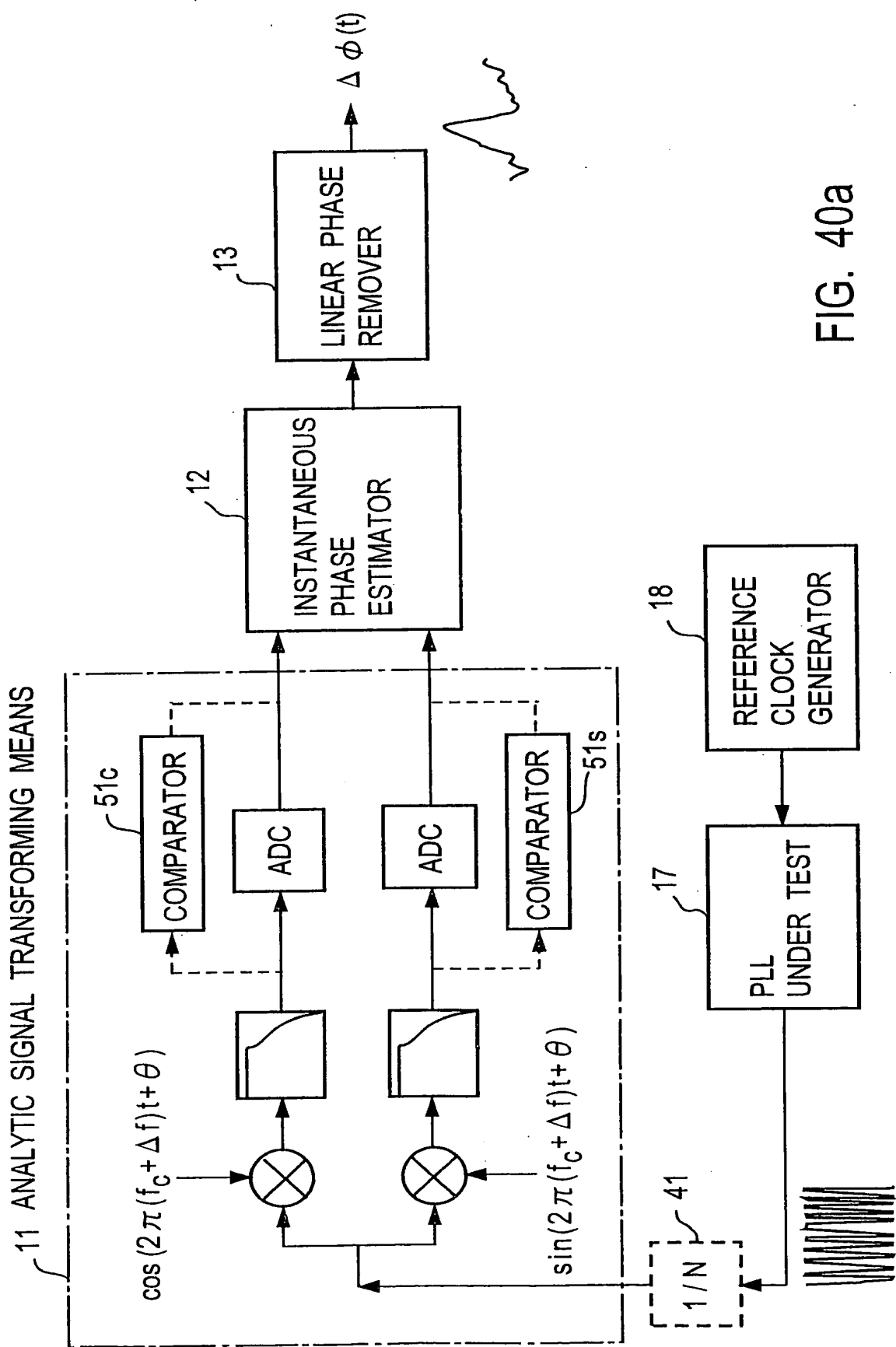
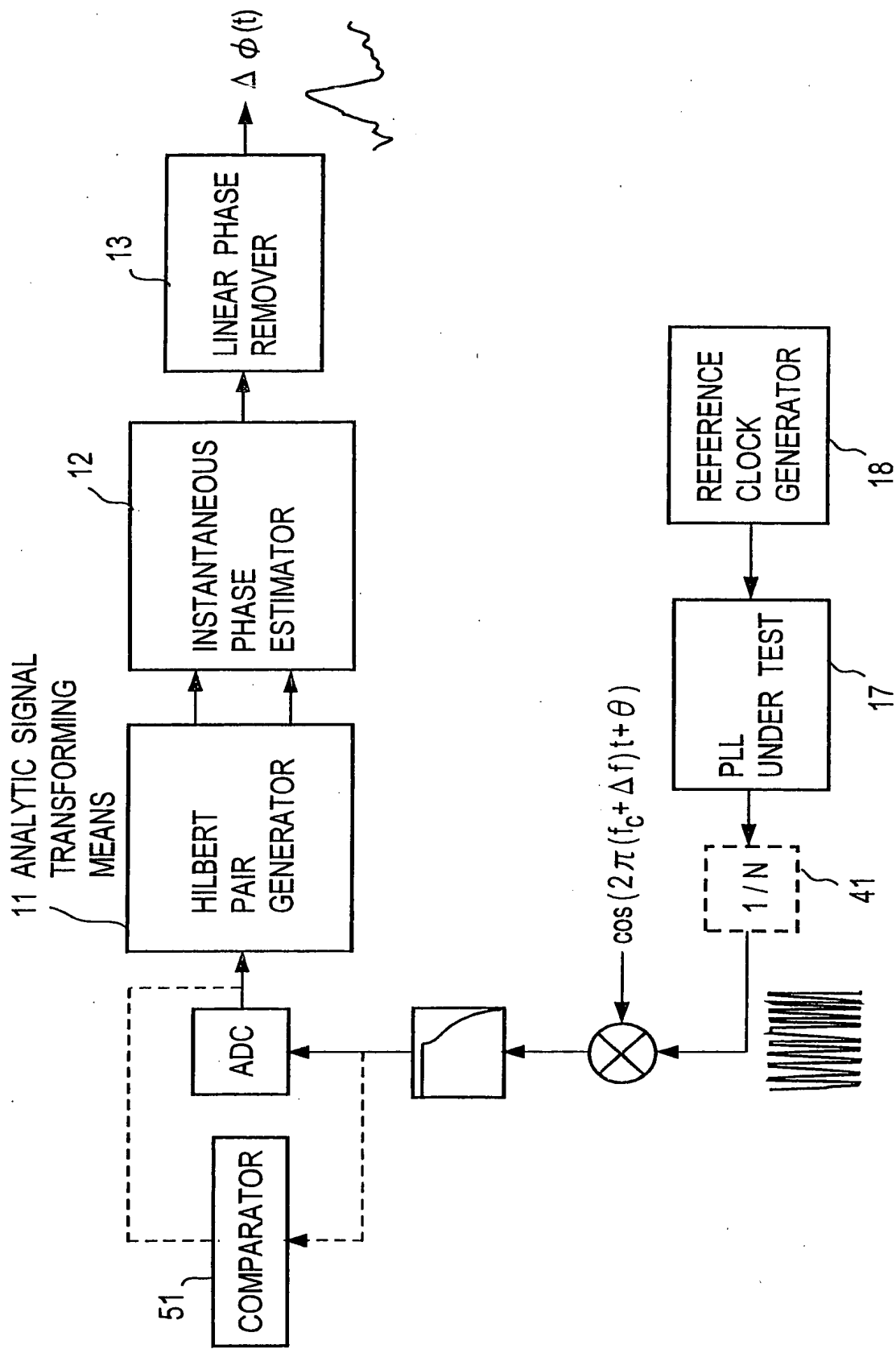


FIG. 40a

FIG. 40b



	$\Delta \phi(t)$ Method	Zero-Crossing Method
Instantaneous Frequency	$\frac{1}{T_{\text{ZERO}}}$	$\frac{1}{T_{\text{ZERO}}}$
Minimum Sampling Frequency	any $f \geq 2f_c$	fixed $f_c$
Quadrature-Modulated Sampling Frequency	any $f \geq 2\Delta f$	fixed $\Delta f$
Heterodyned Sampling Frequency	any $f \geq 2\Delta f$	fixed $\Delta f$
Measuring Time	$\frac{1}{2K} \cdot \frac{N}{\Delta f}$	$\frac{N}{\Delta f}$

FIG. 41

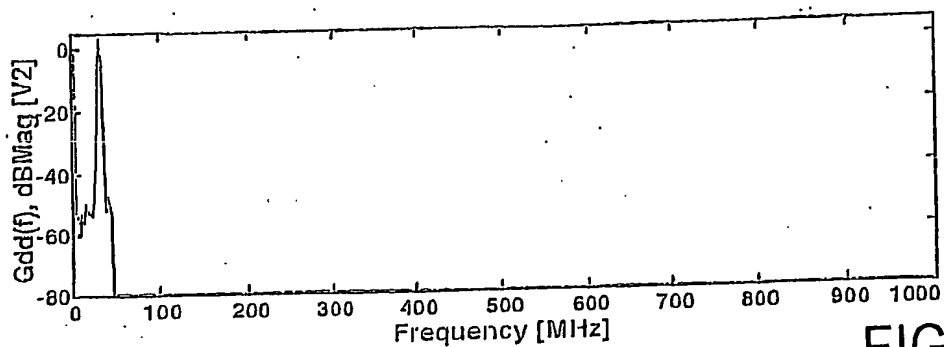


FIG. 42a

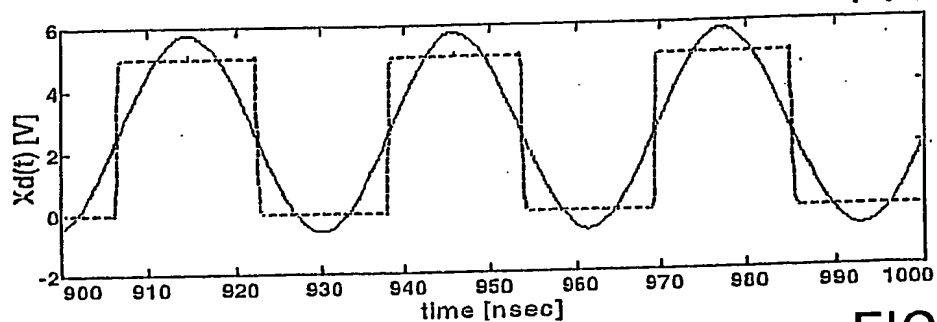


FIG. 42b

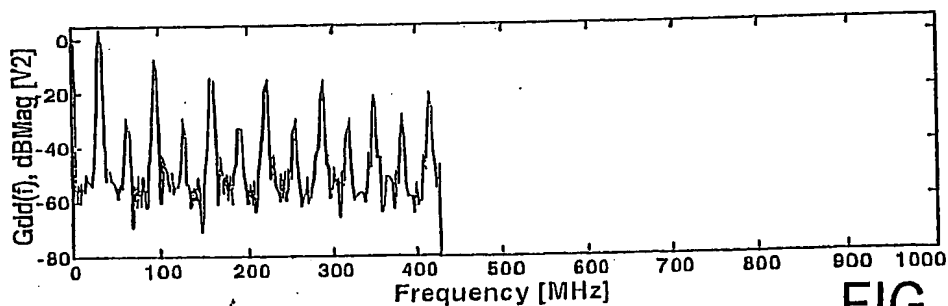


FIG. 43a

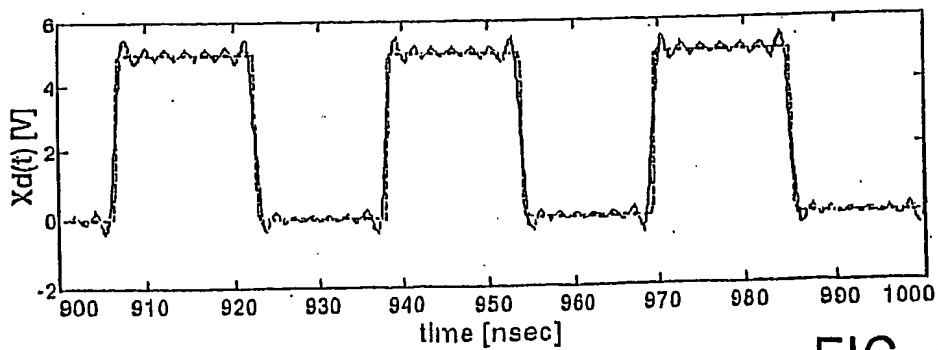


FIG. 43b

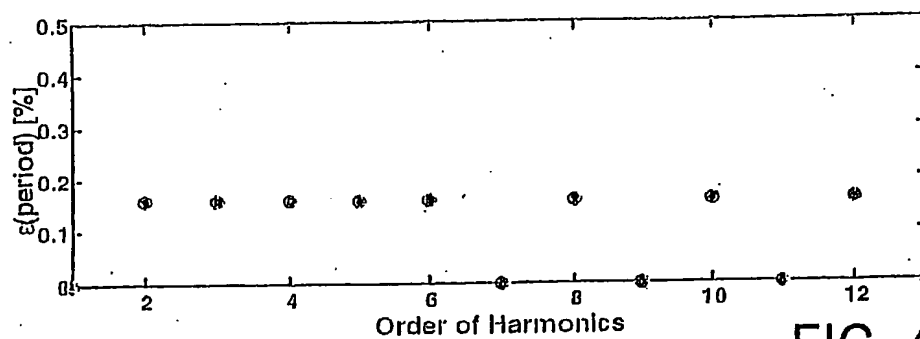


FIG. 44a

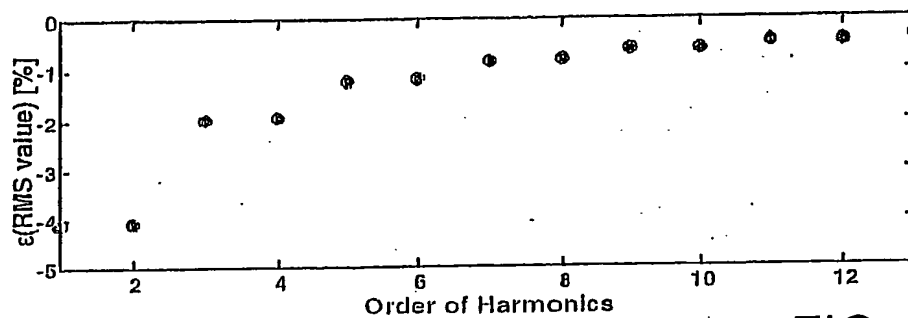


FIG. 44b

Parameters	nMOS	pMOS	Unit
$V_{TO}$	0.7386893	-0.9160475	V
$t_{OX}$	135.23	134.216	Å
$X_L$	-0.0672454	-0.0287155	$\mu\text{m}$
$X_W$	-0.166238	-0.200027	$\mu\text{m}$
$R_{SH}$	64.7204	117.086	$\Omega/[]$

FIG. 45

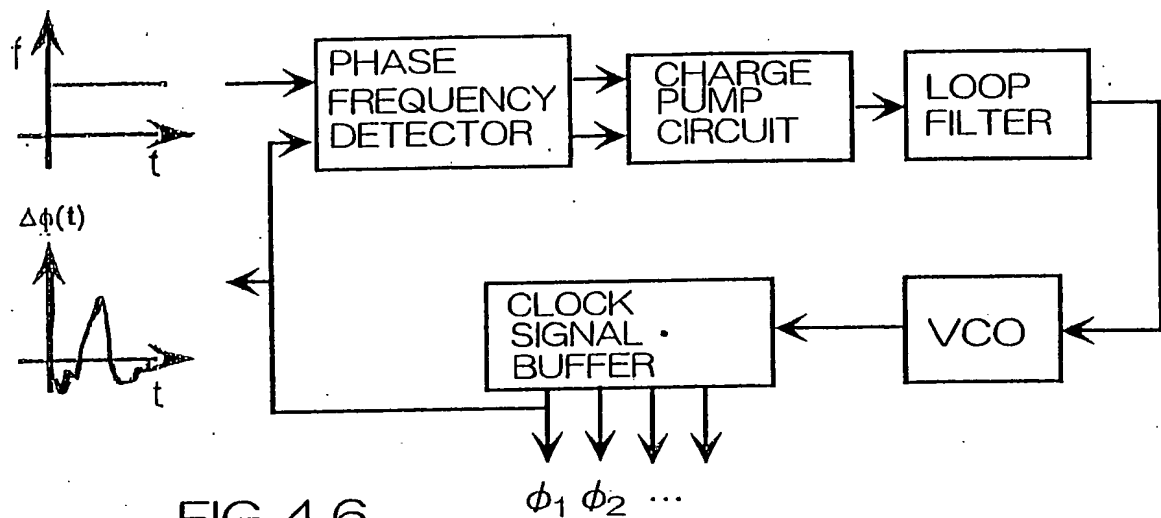


FIG. 4 6

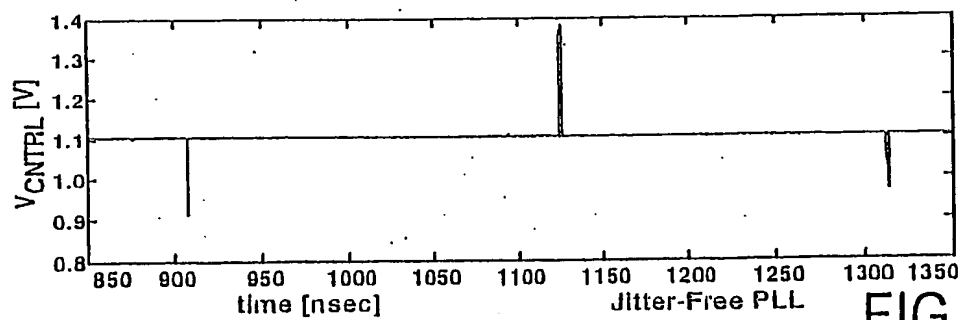


FIG. 47a

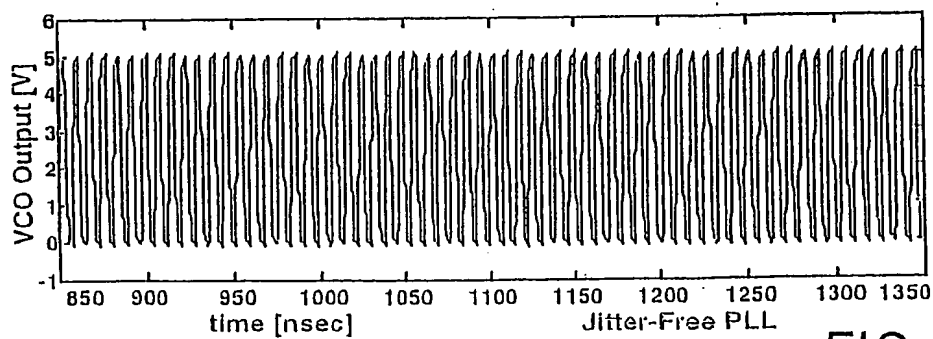


FIG. 47b

FIG. 48a

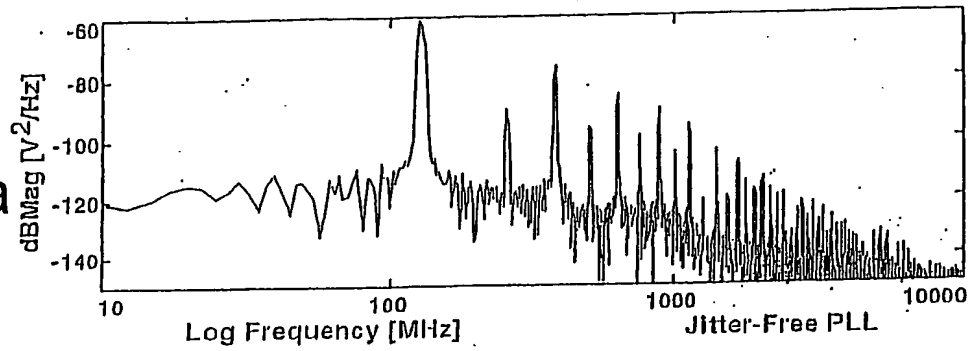


FIG. 48b

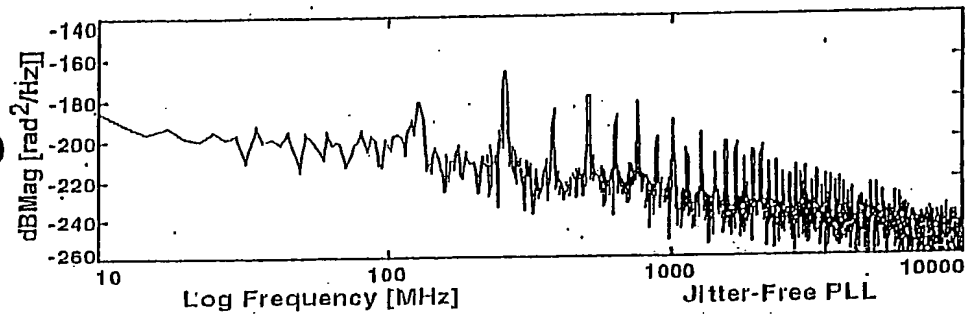


FIG. 49a

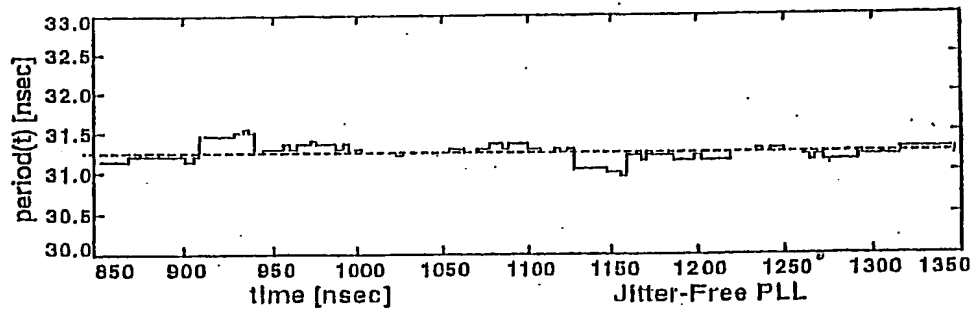


FIG. 49b

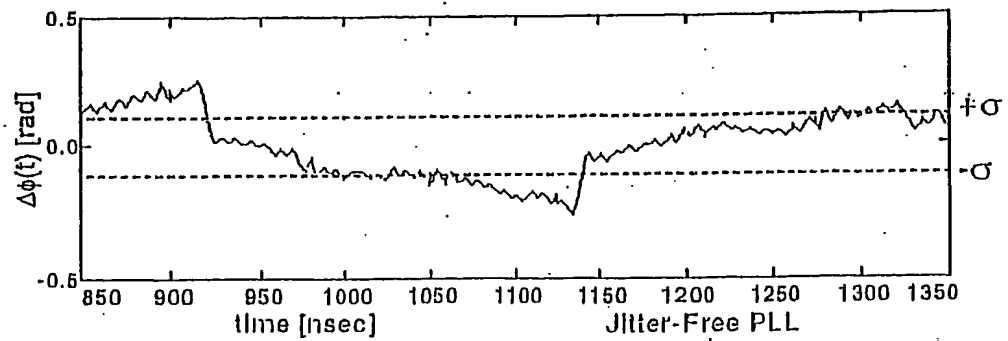




FIG. 50

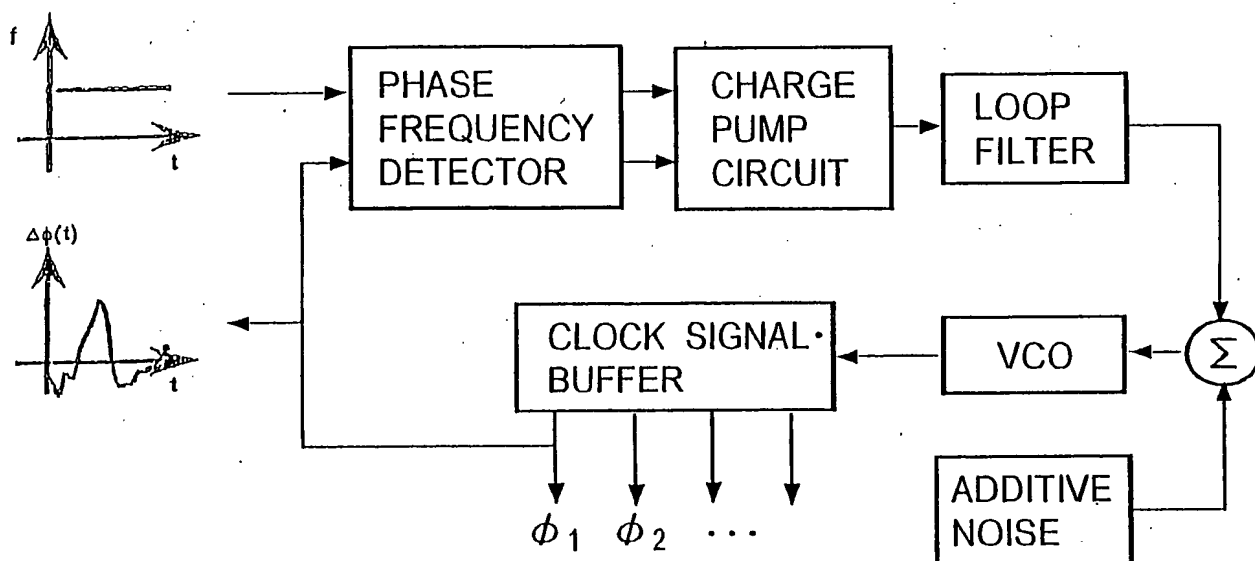


FIG. 51a

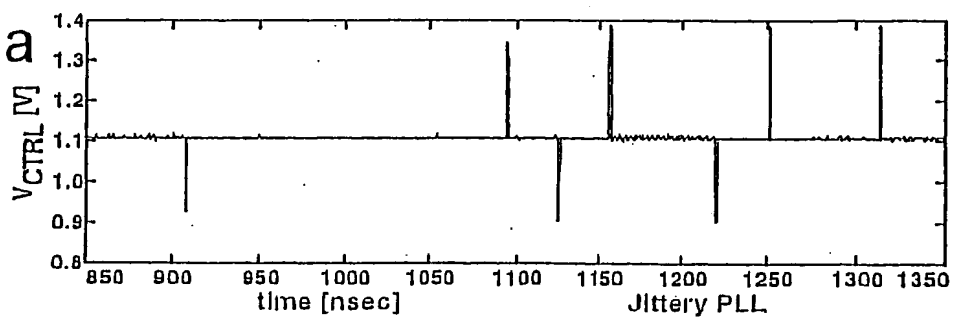


FIG. 51b

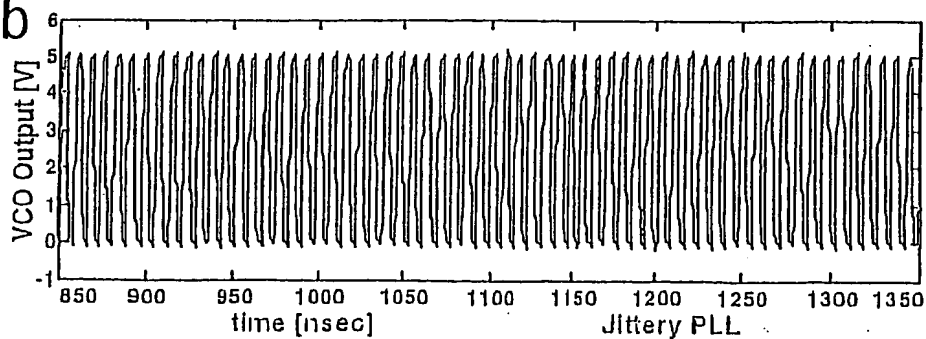


FIG. 52a

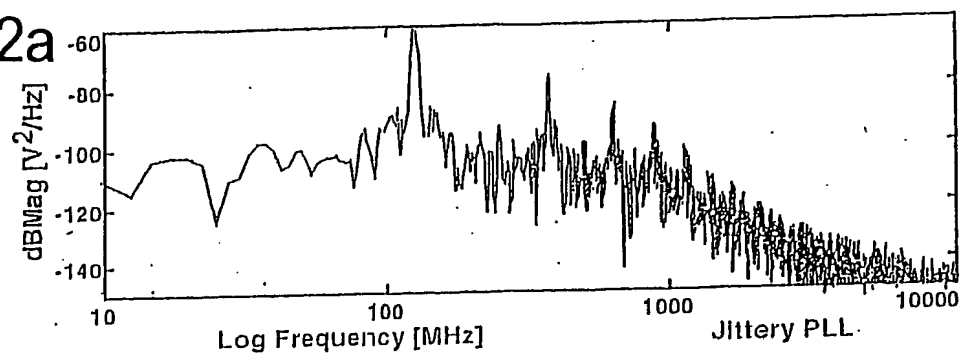


FIG. 52b

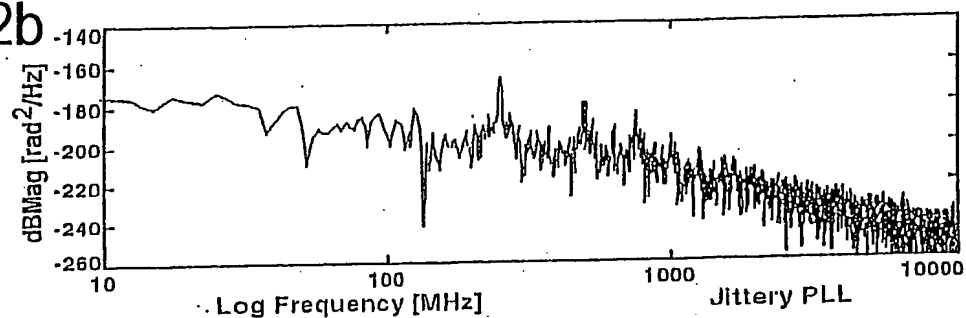


FIG. 53a

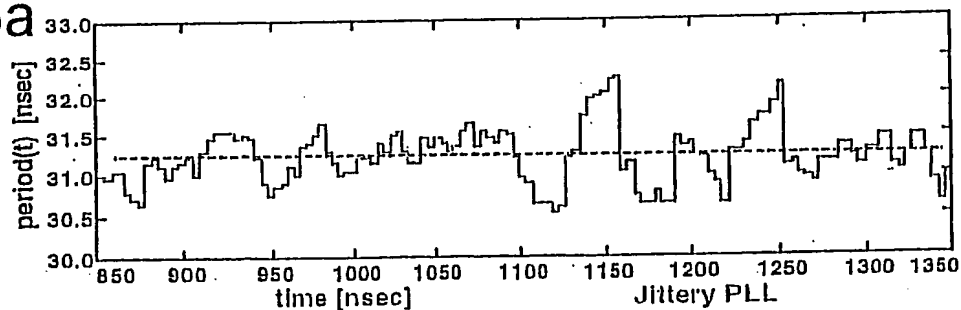


FIG. 53b

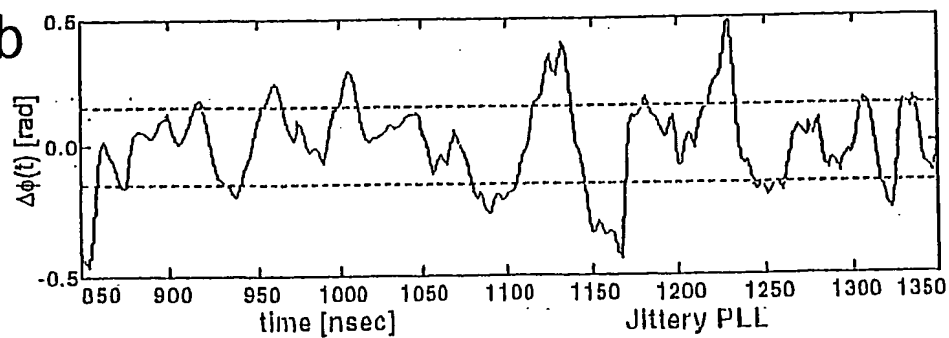


FIG. 54a

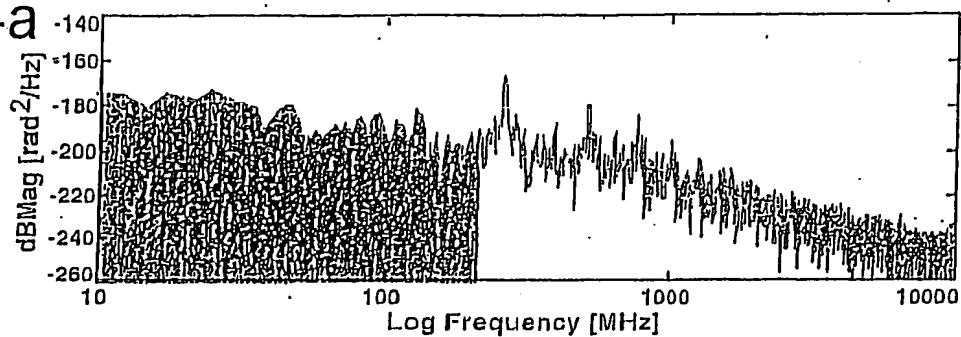


FIG. 54b

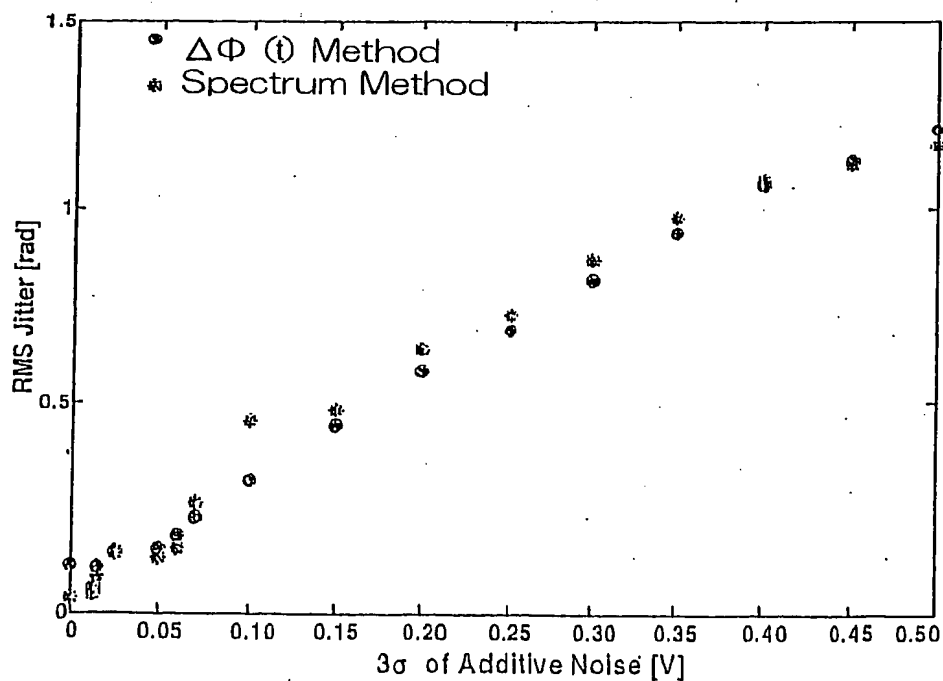
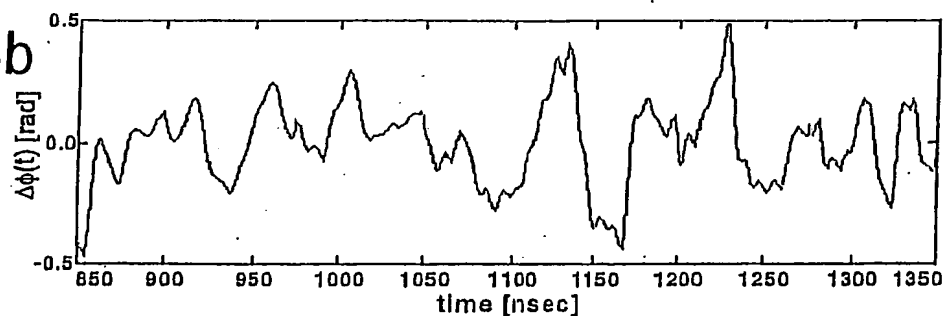
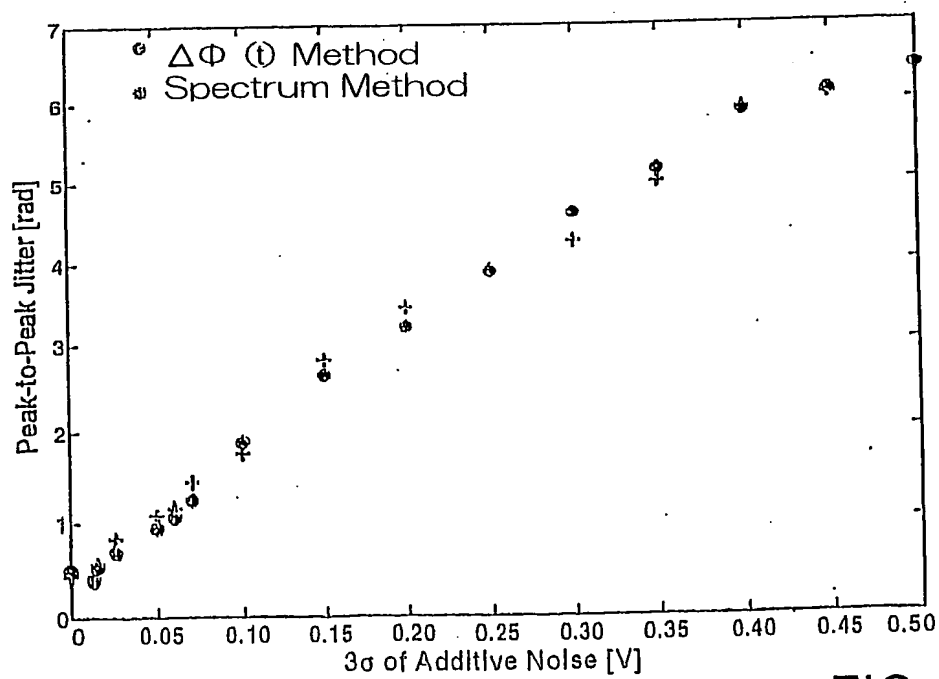
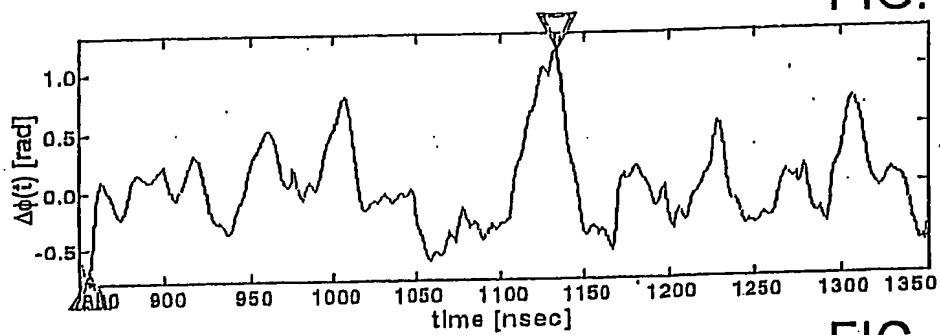
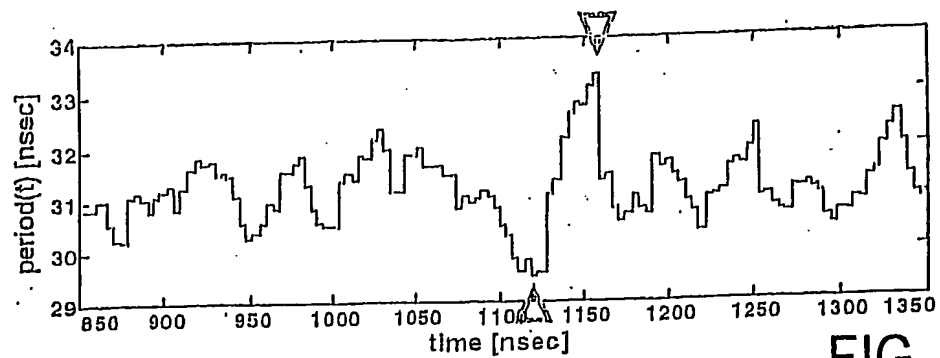
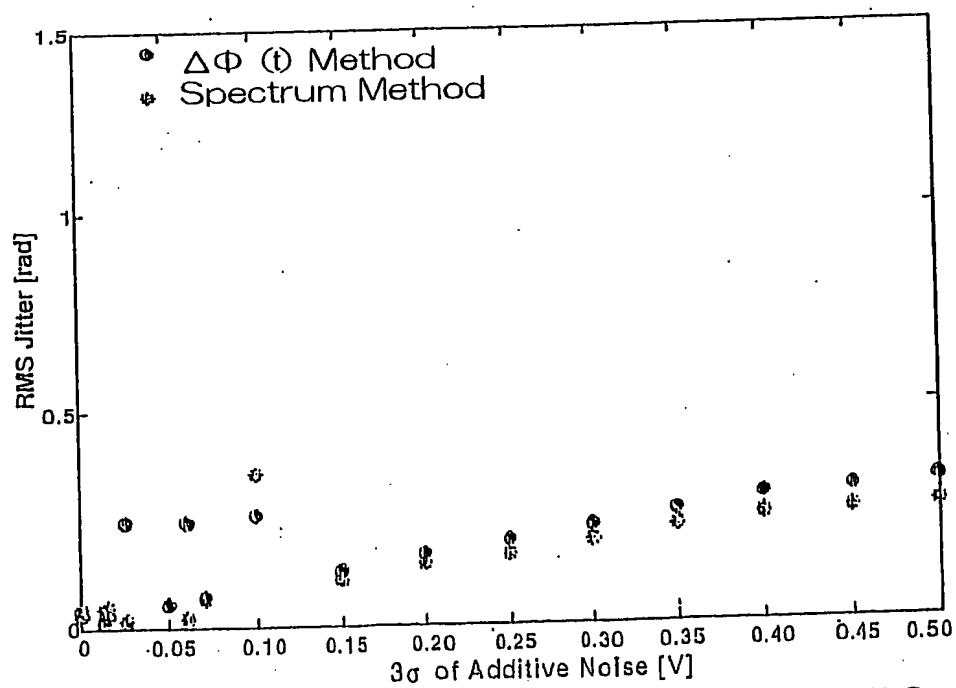
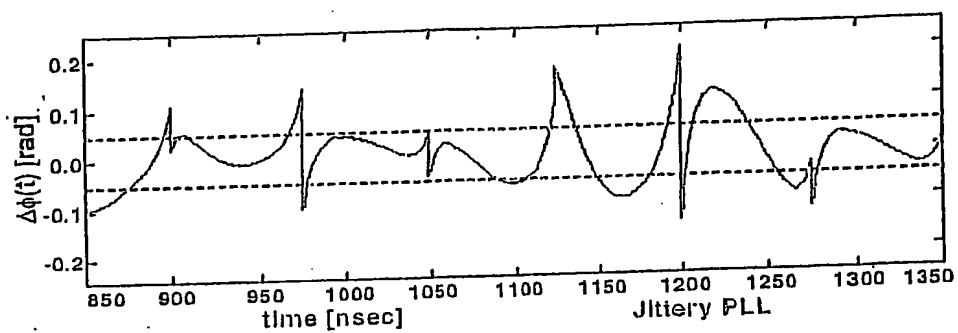
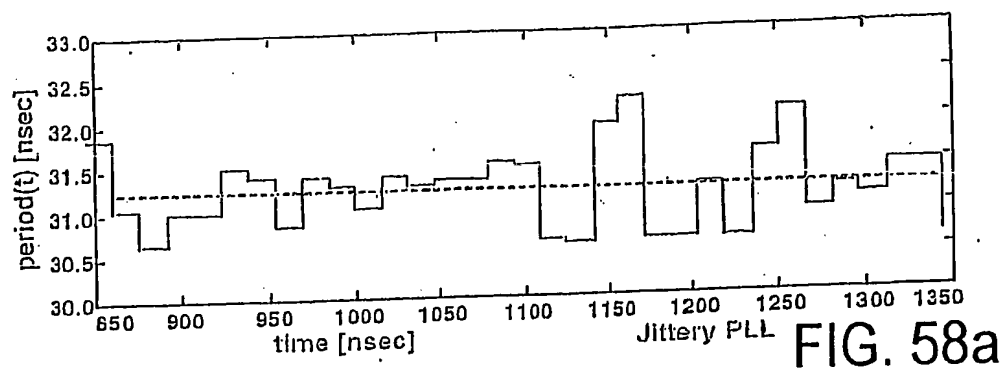


FIG. 55





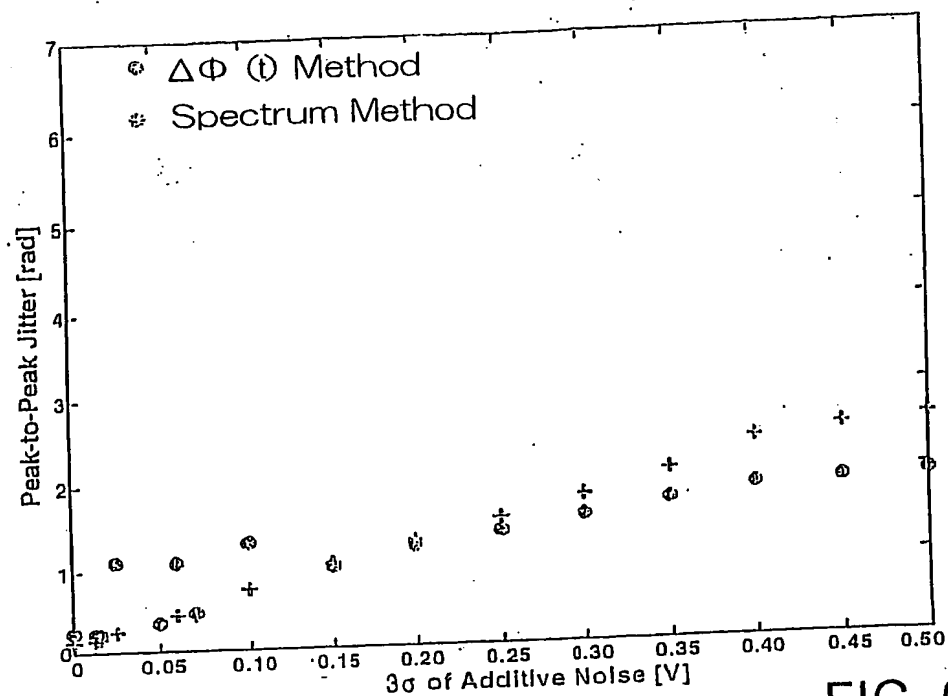


FIG. 60

FIG. 61a

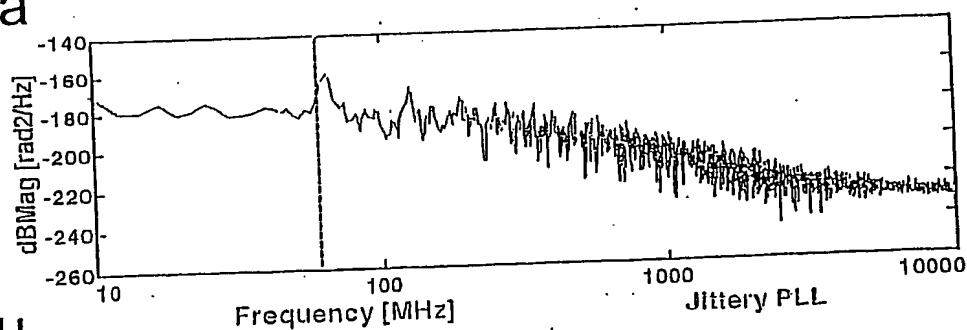
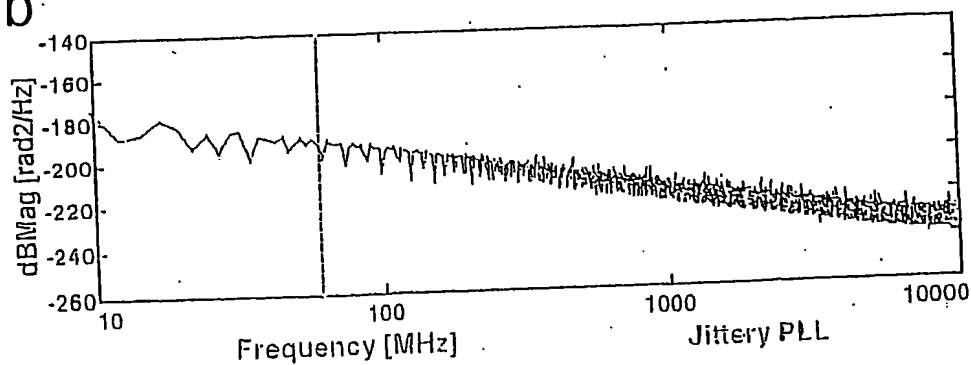


FIG. 61b



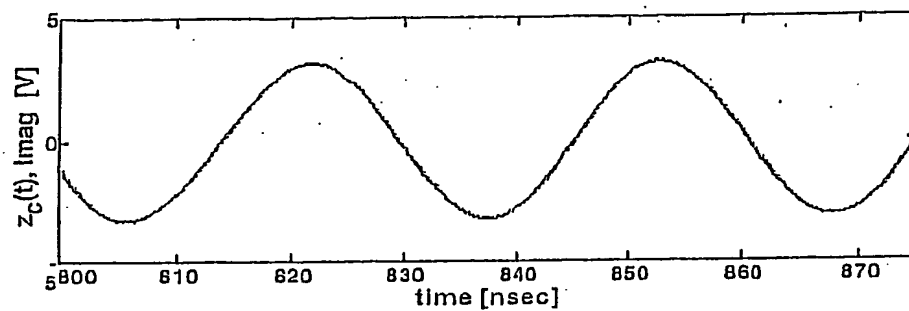
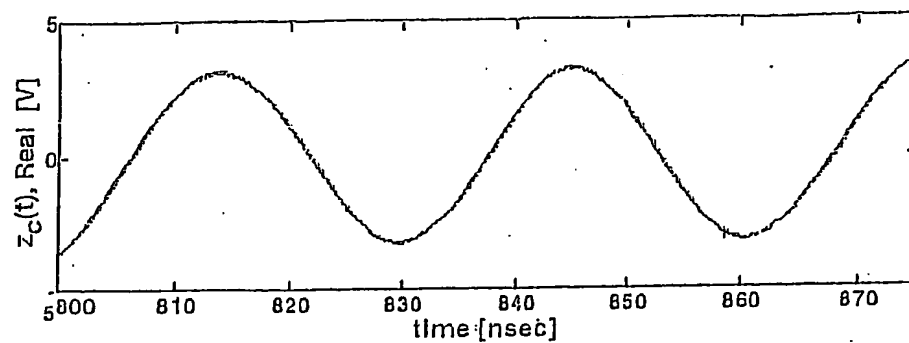


FIG.62

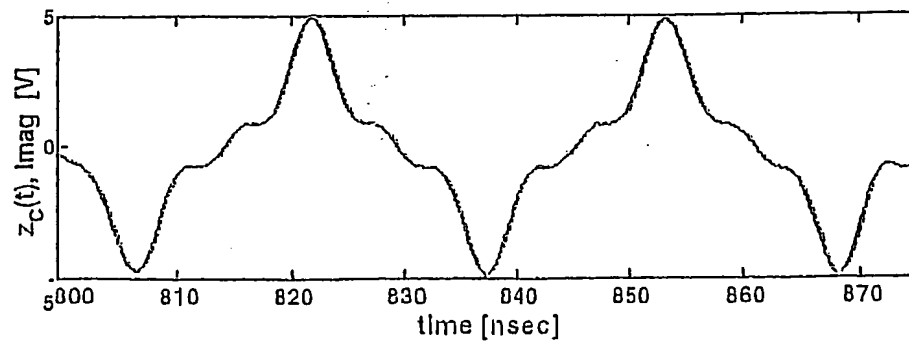
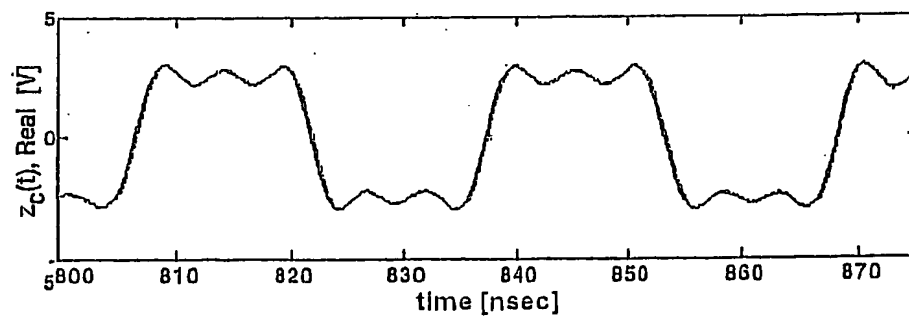


FIG. 63

FIG. 64a

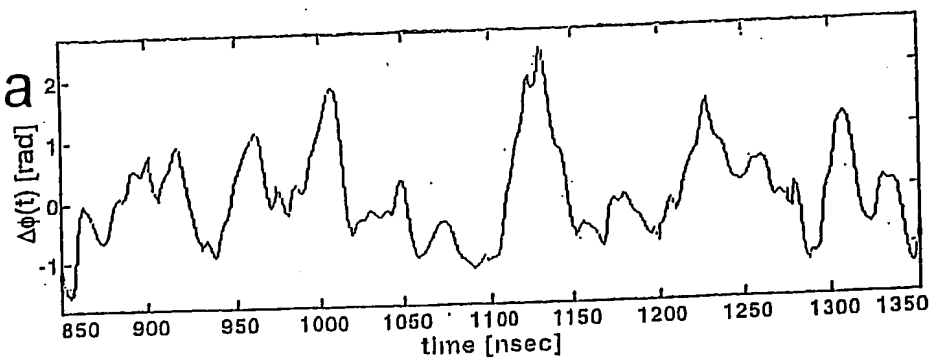


FIG. 64b

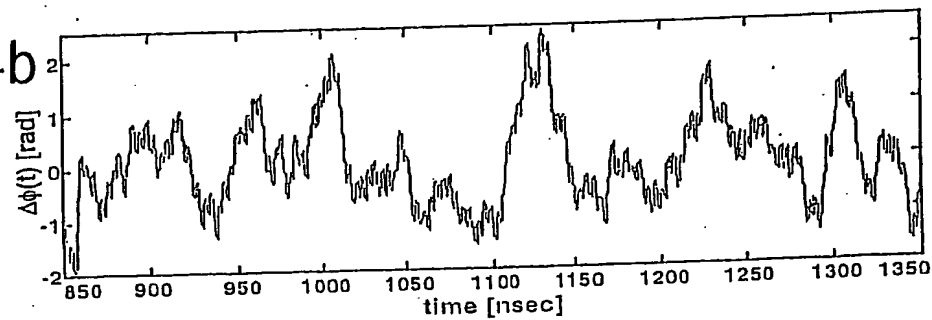


FIG. 65

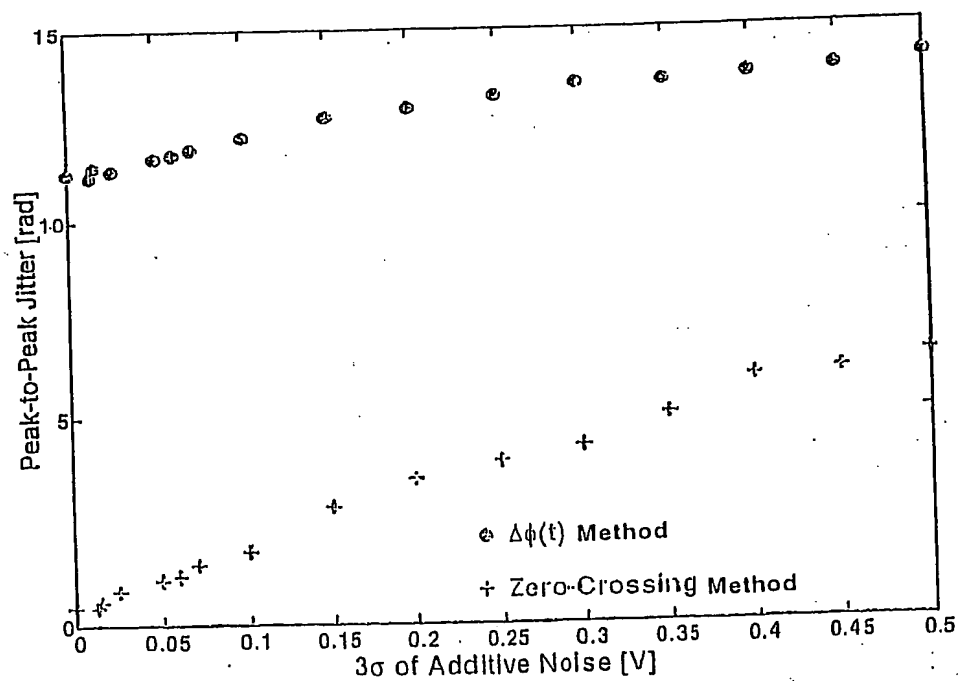




FIG. 66a

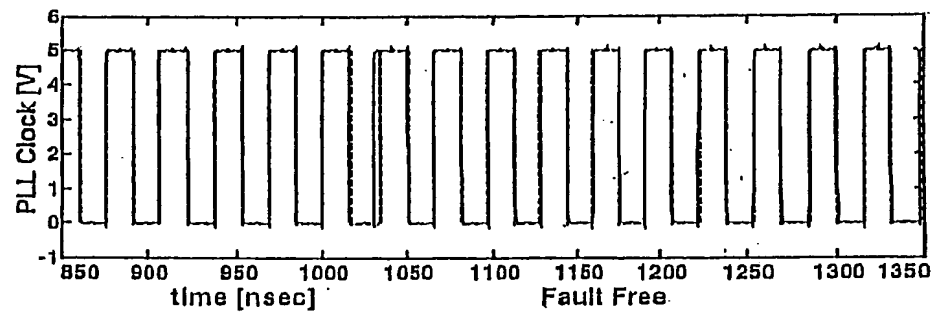
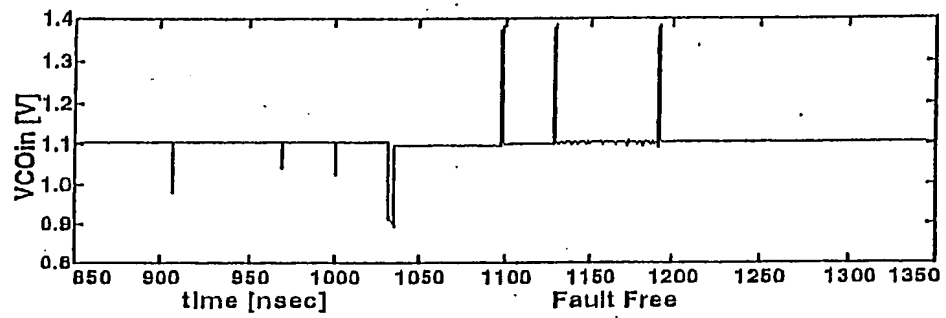


FIG. 66b

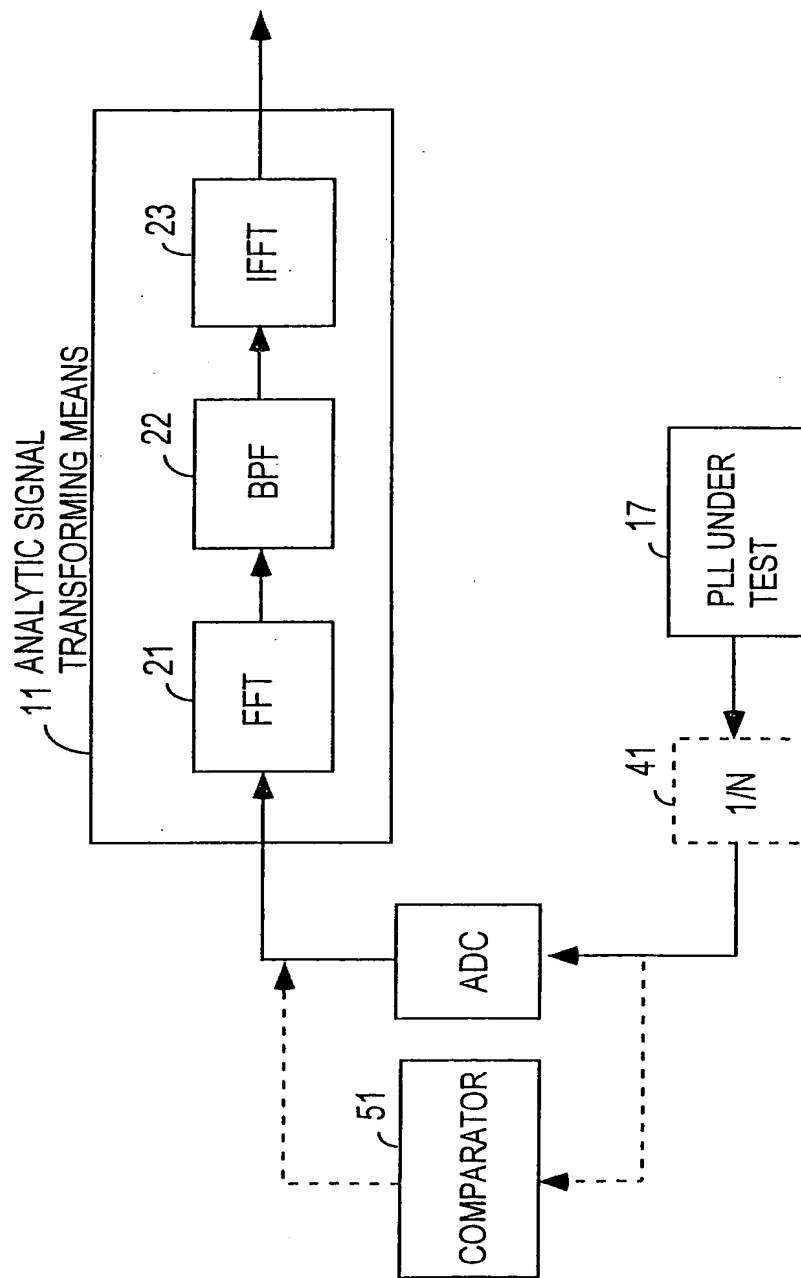


FIG. 67

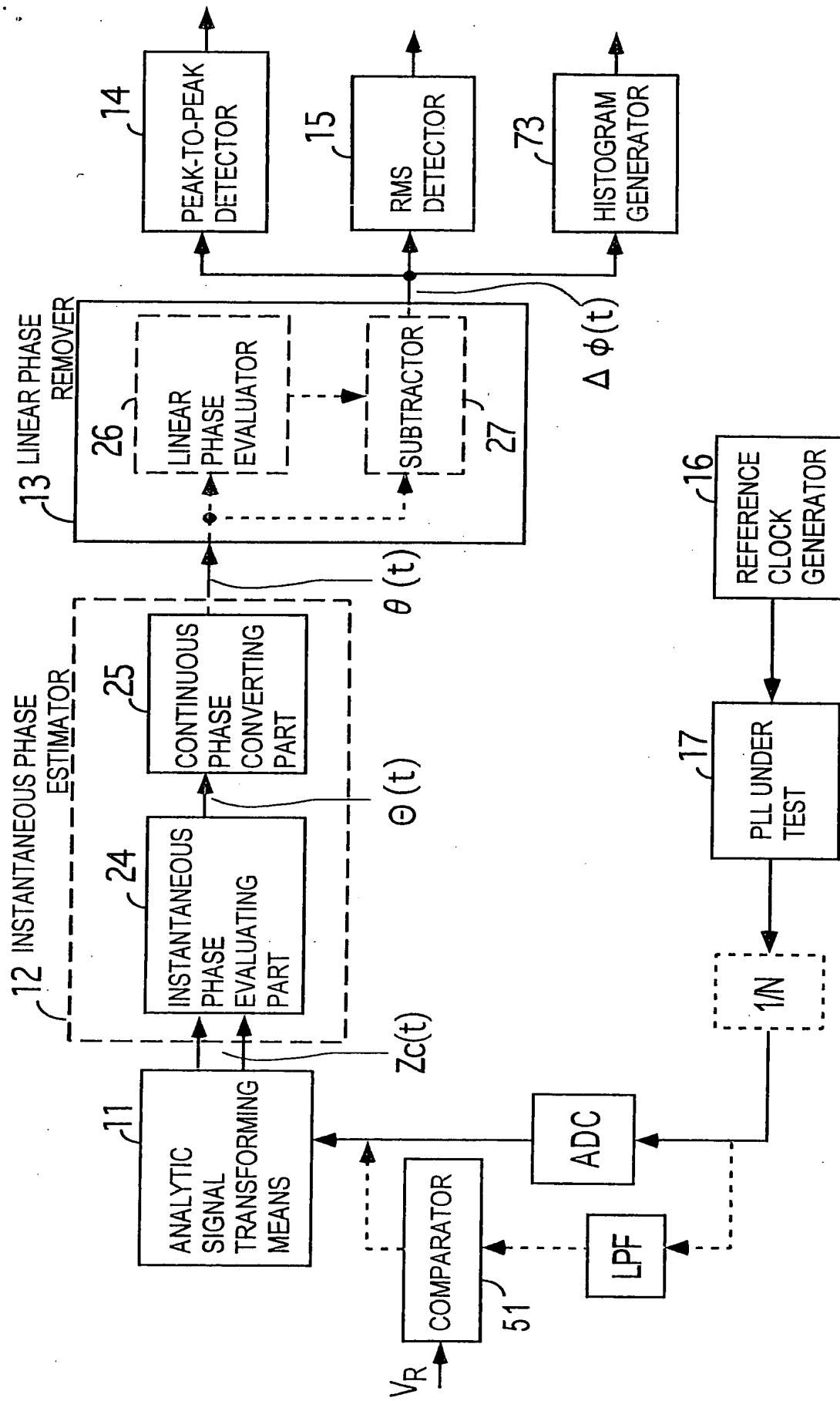


FIG. 68

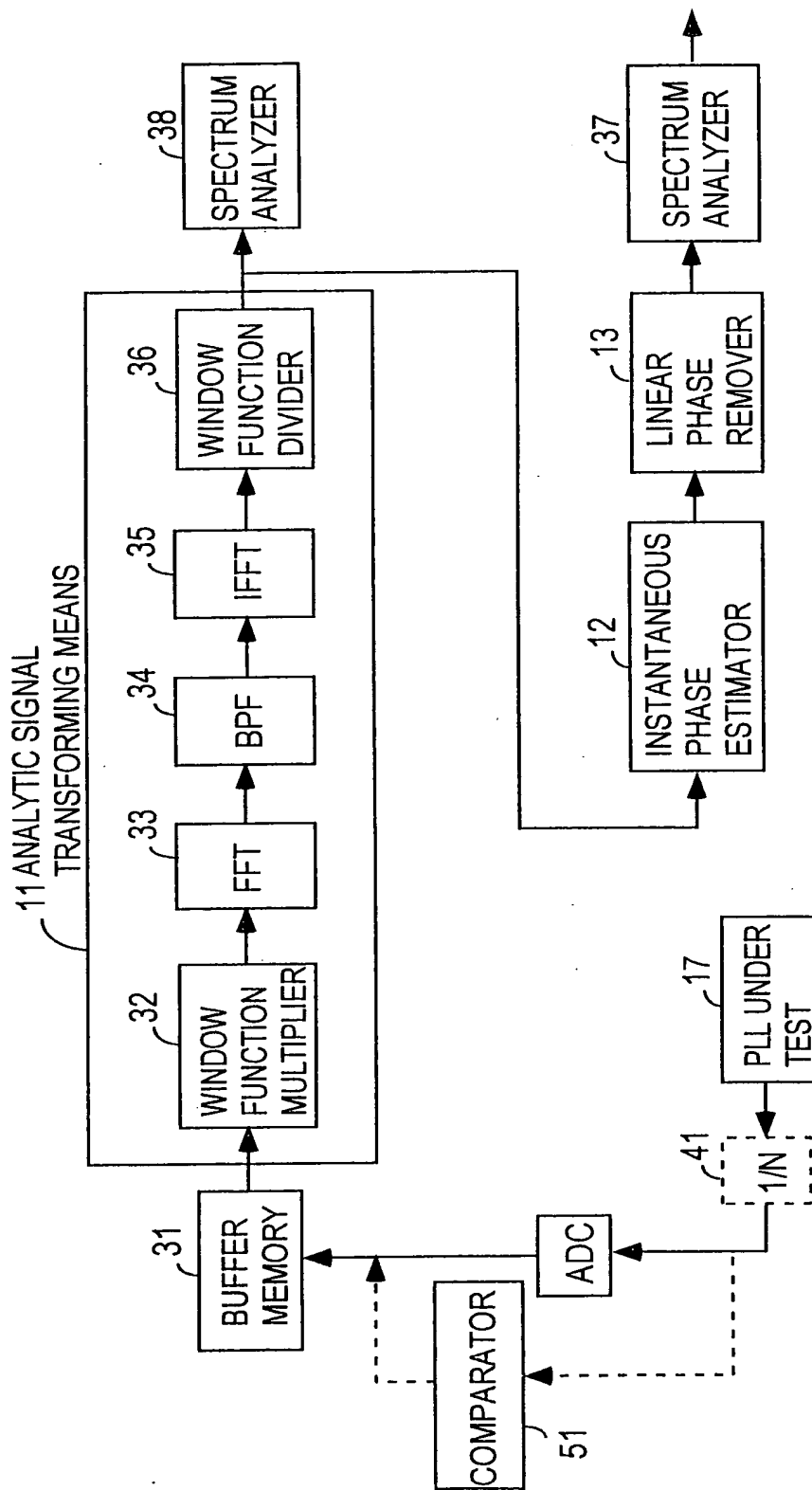


FIG. 69

FIG. 70a

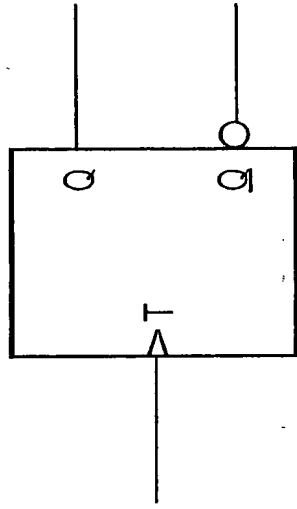


FIG. 70b

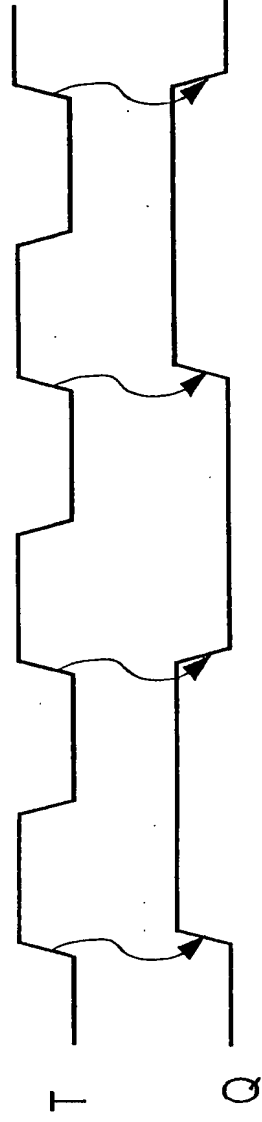


FIG. 71

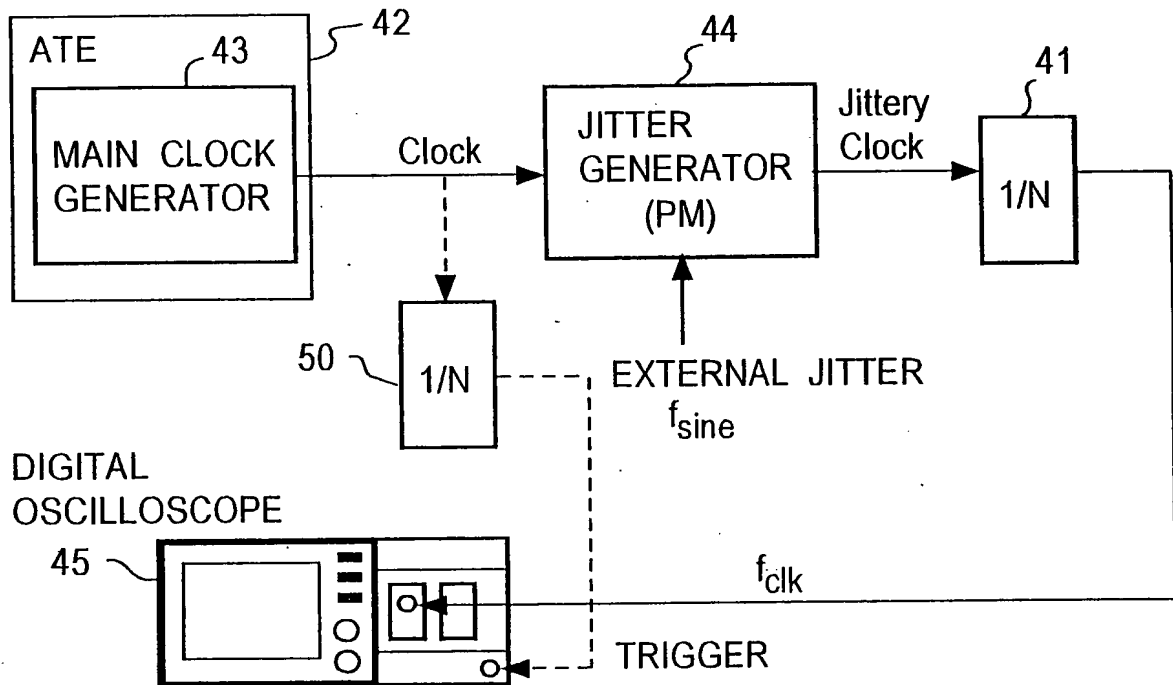


FIG. 72

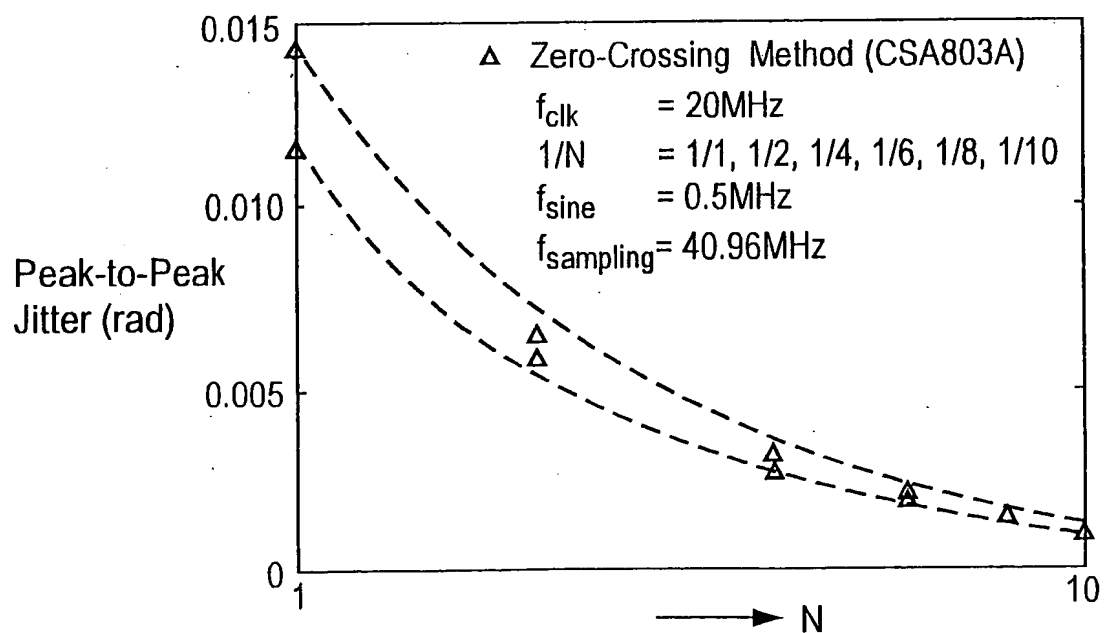


FIG. 73

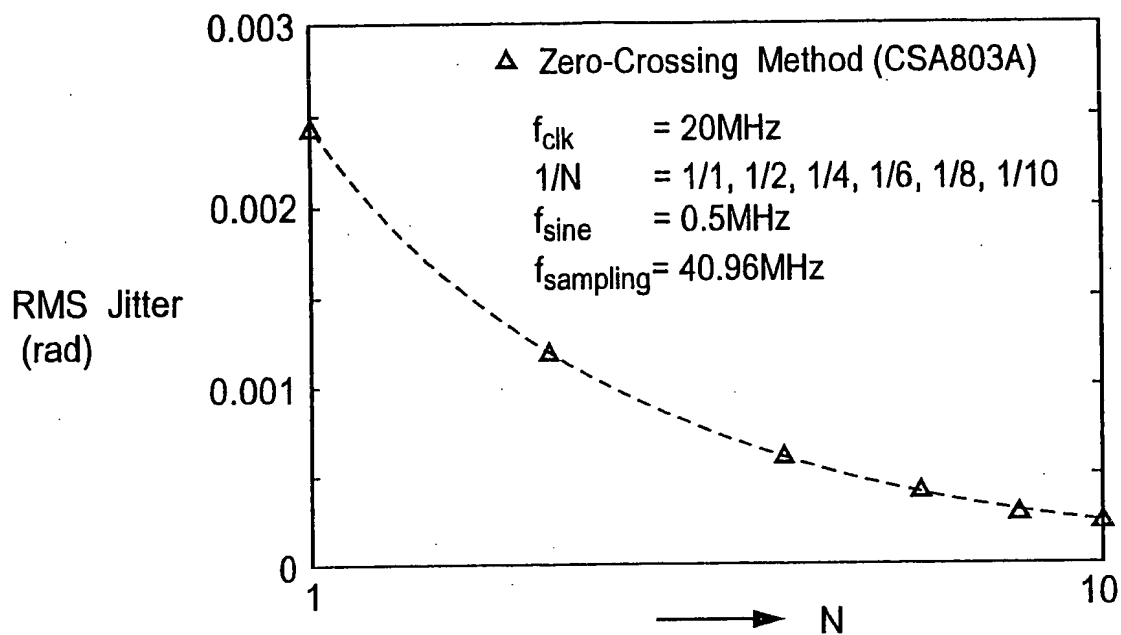


FIG. 74

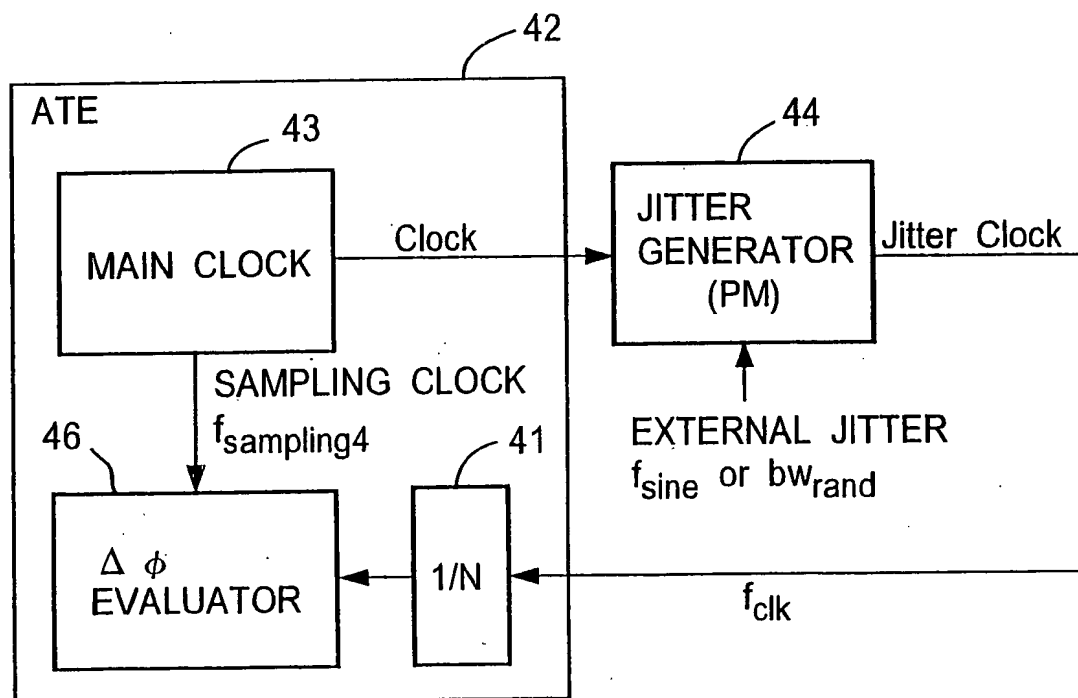


FIG. 75

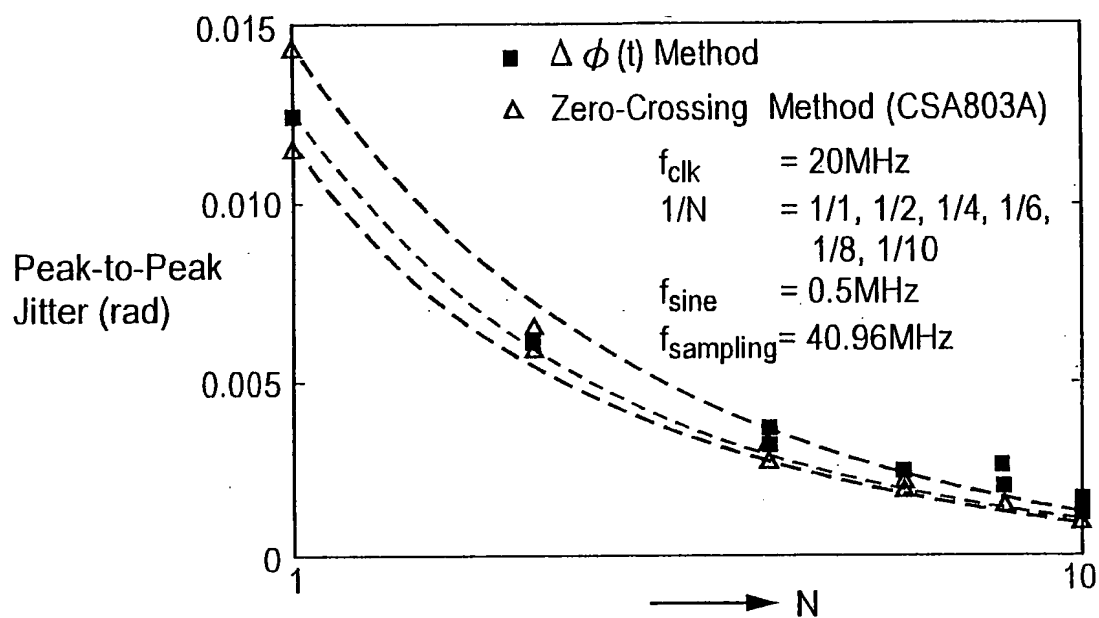


FIG. 76

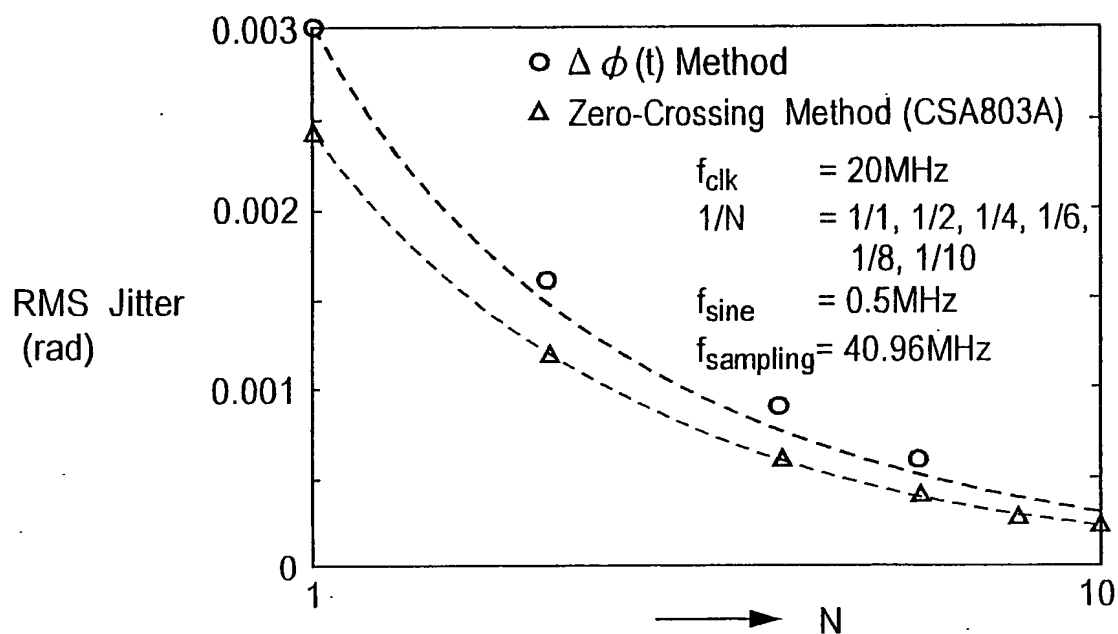




FIG. 77

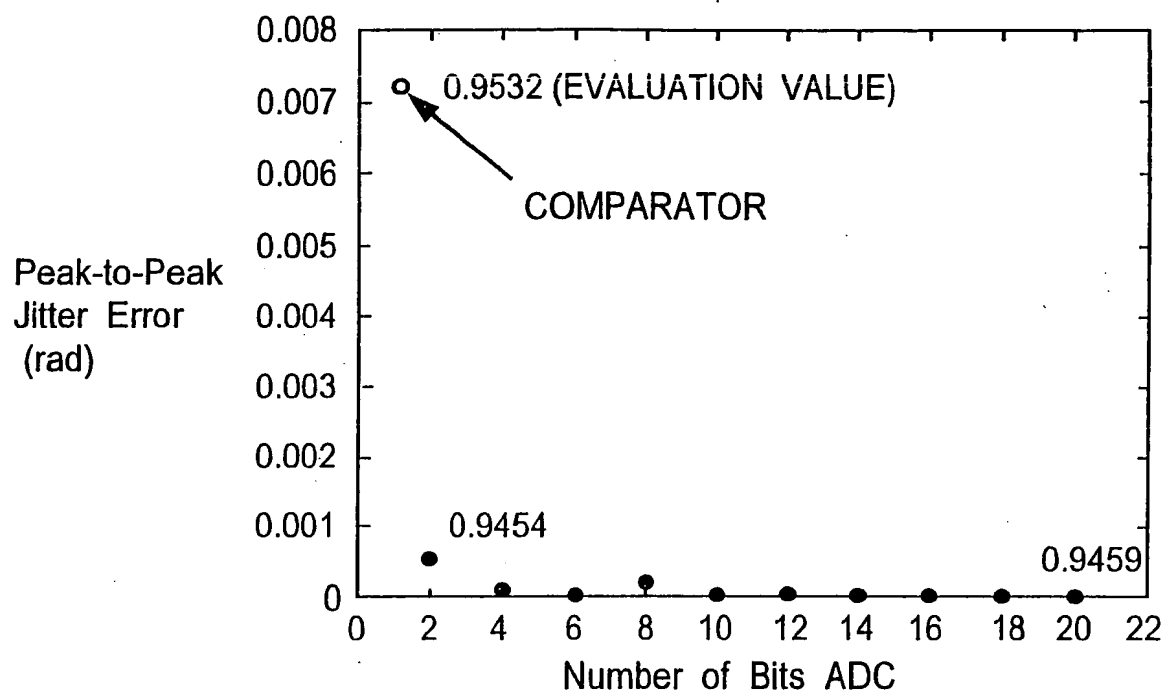


FIG. 78

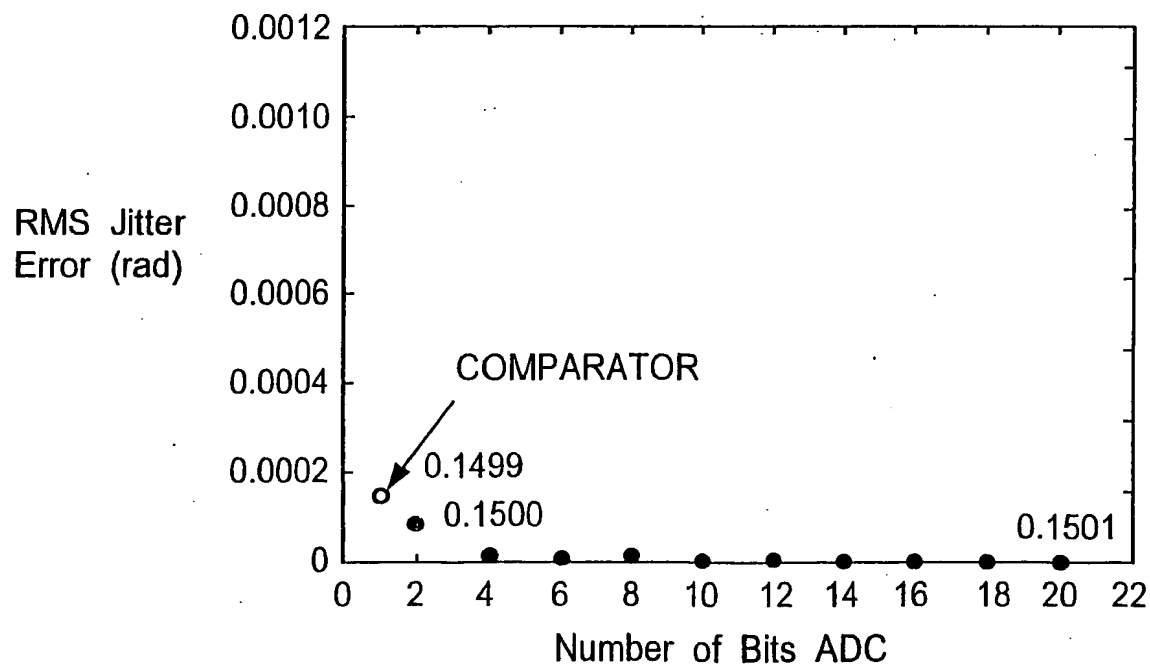


FIG. 79

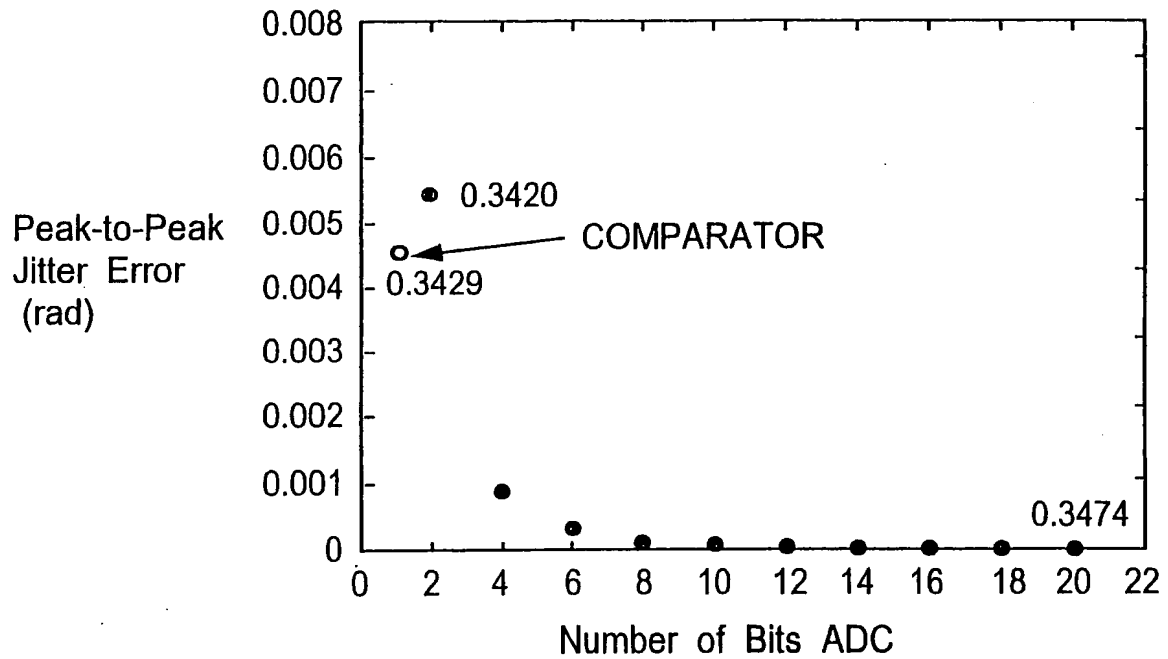


FIG. 80

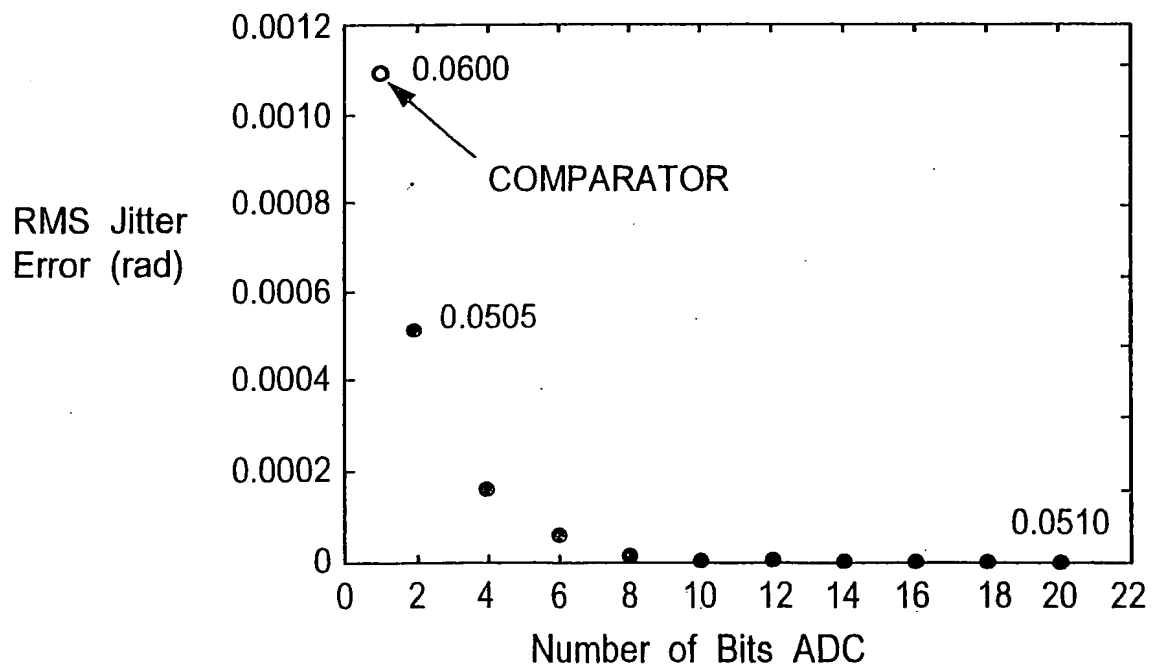


FIG. 81a

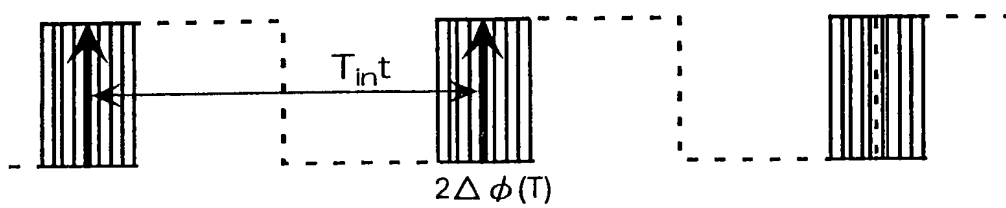
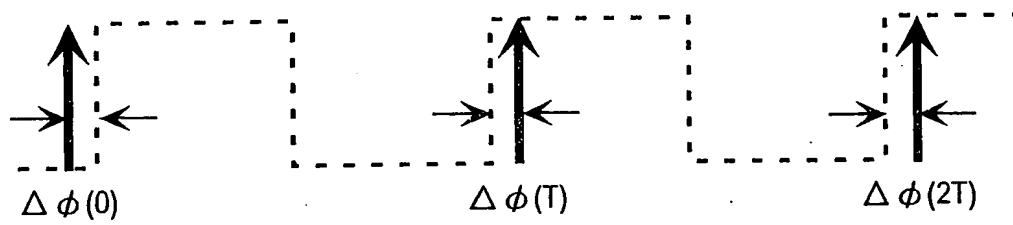


FIG. 81b



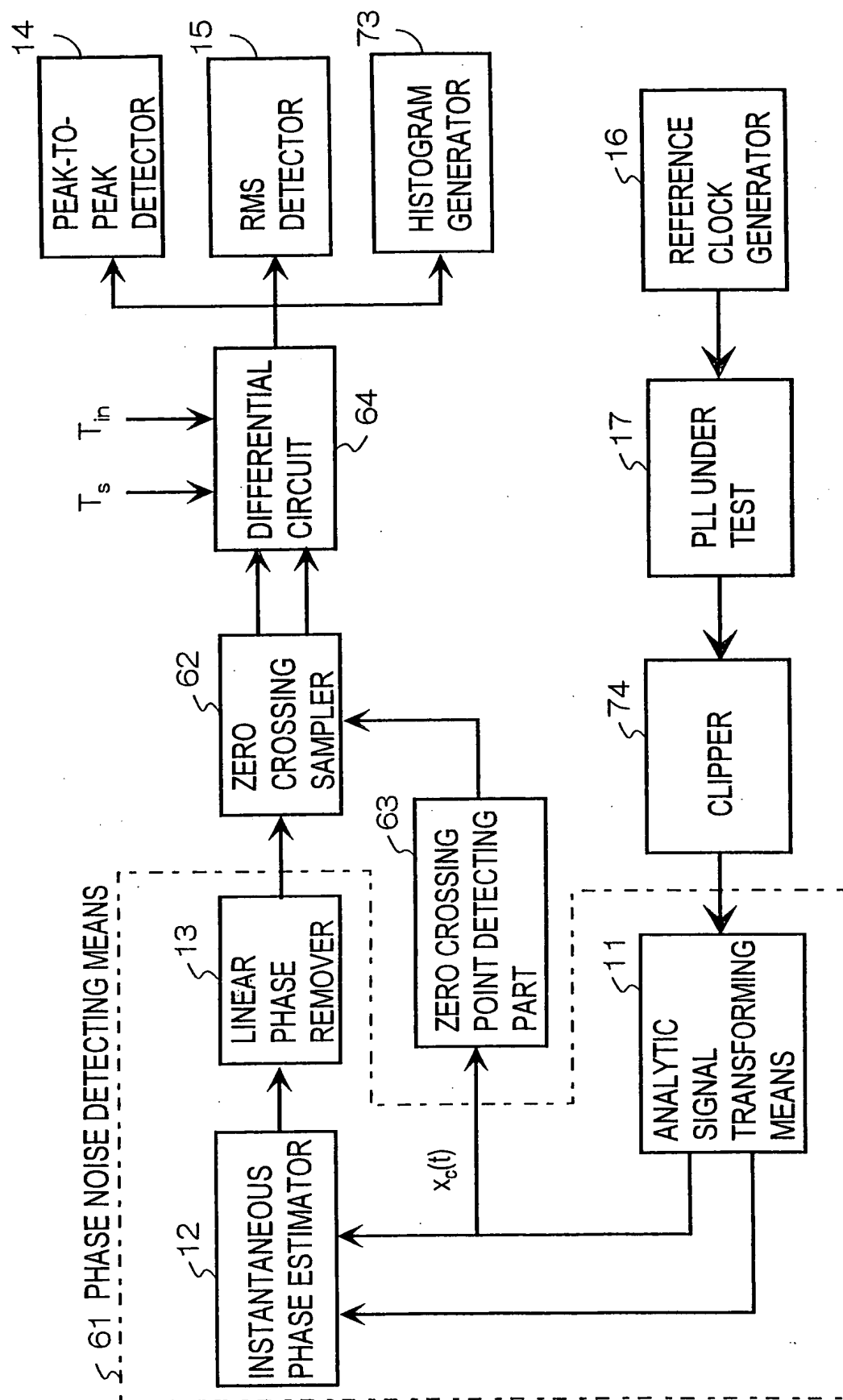


FIG. 82

FIG. 83a

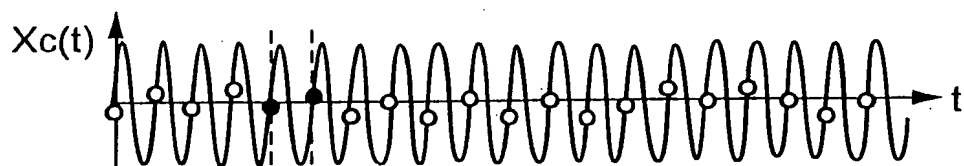


FIG. 83b

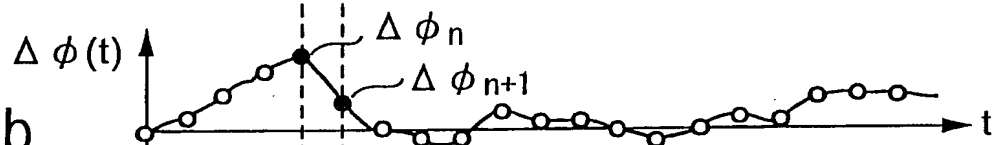


FIG. 83c

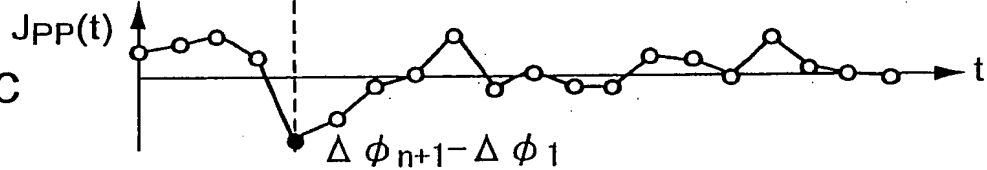


FIG. 84

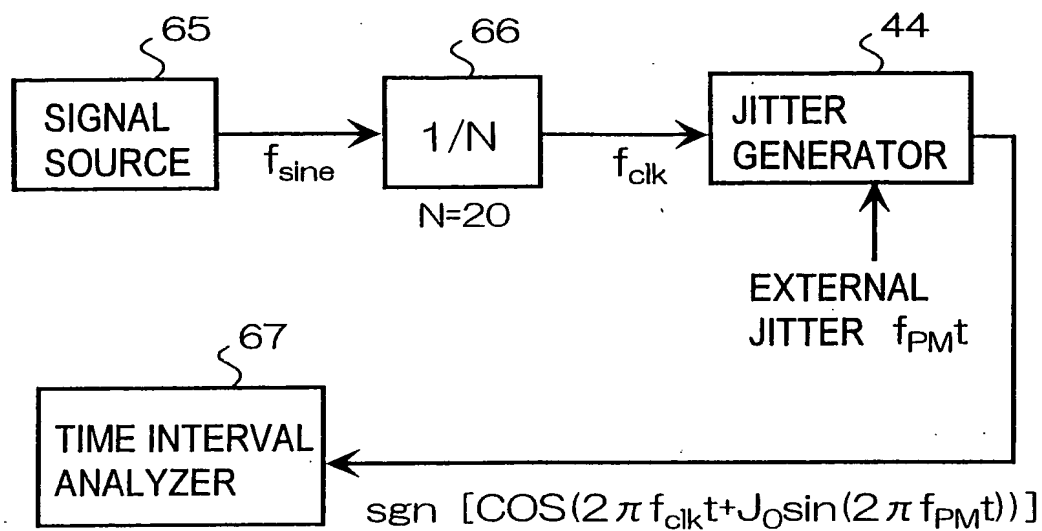
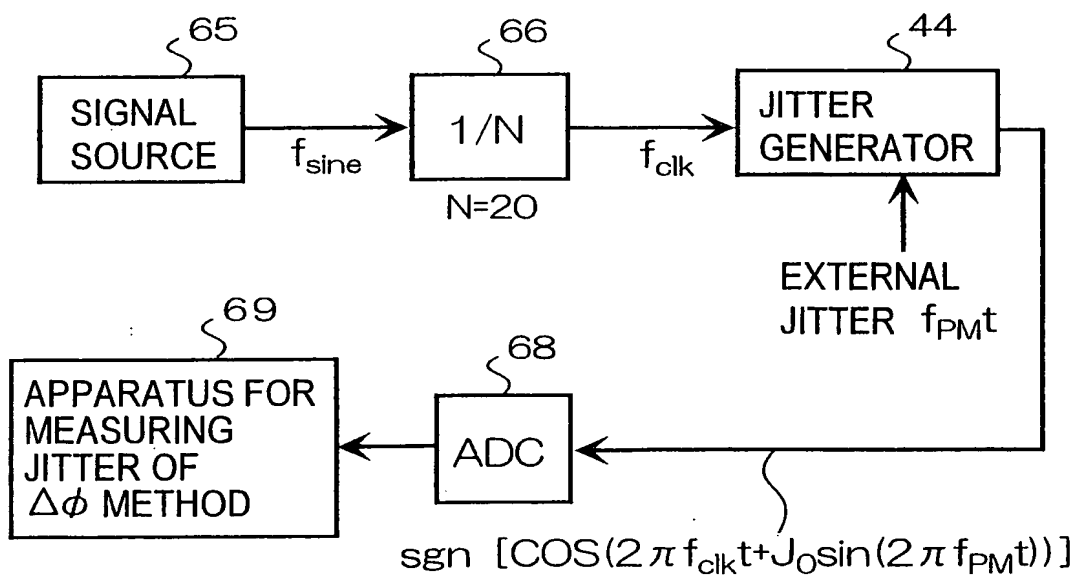


FIG. 85



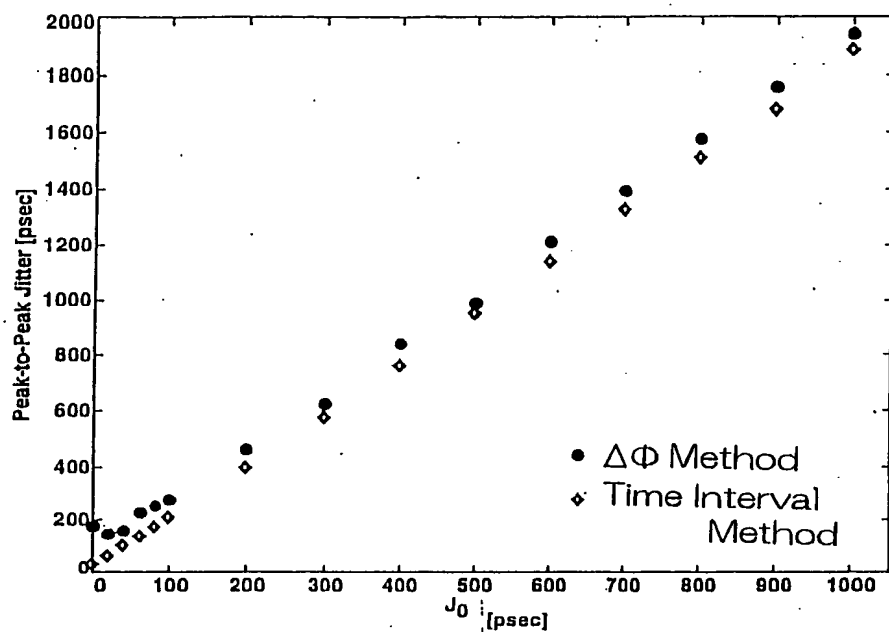


FIG. 86

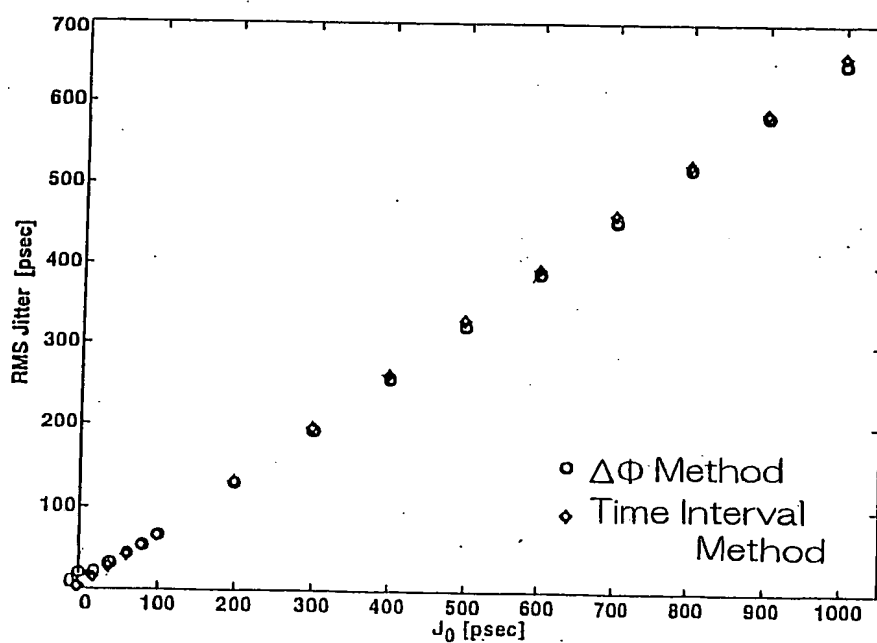


FIG. 87

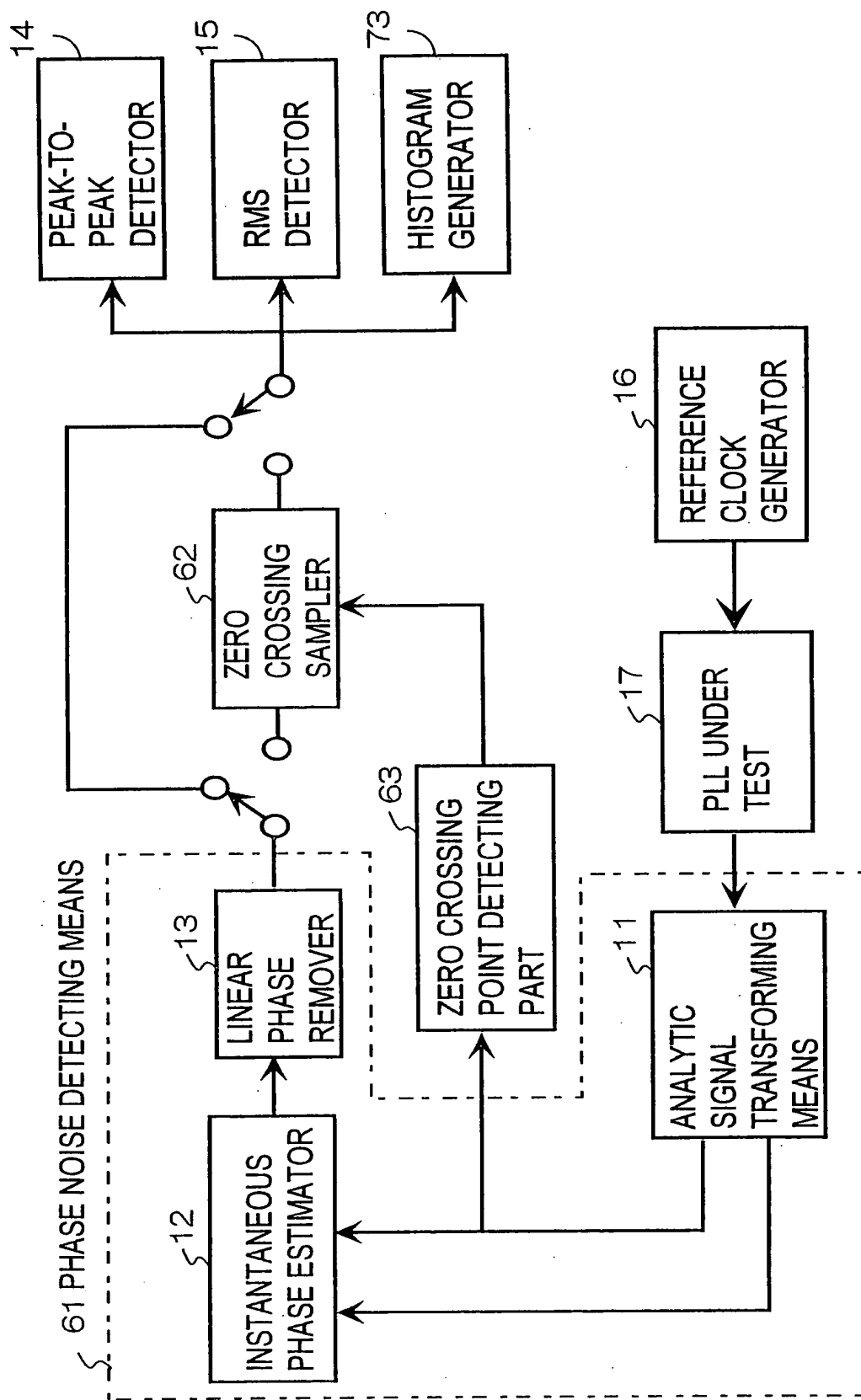


FIG. 88



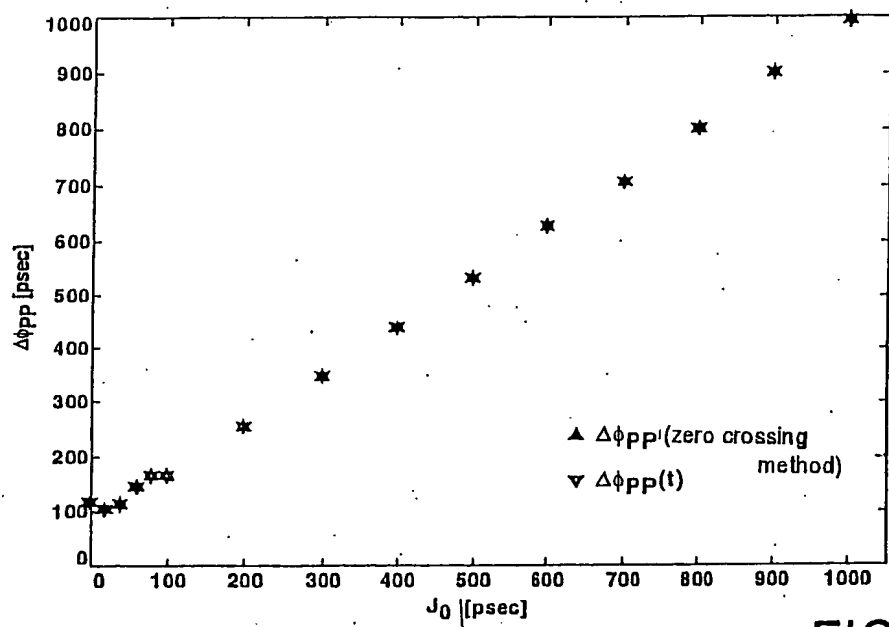


FIG. 89

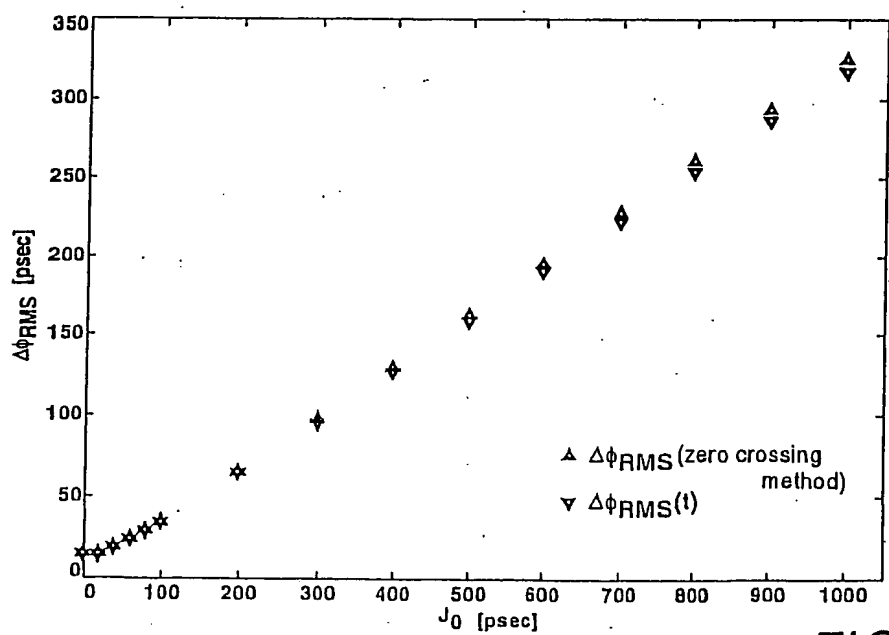


FIG. 90

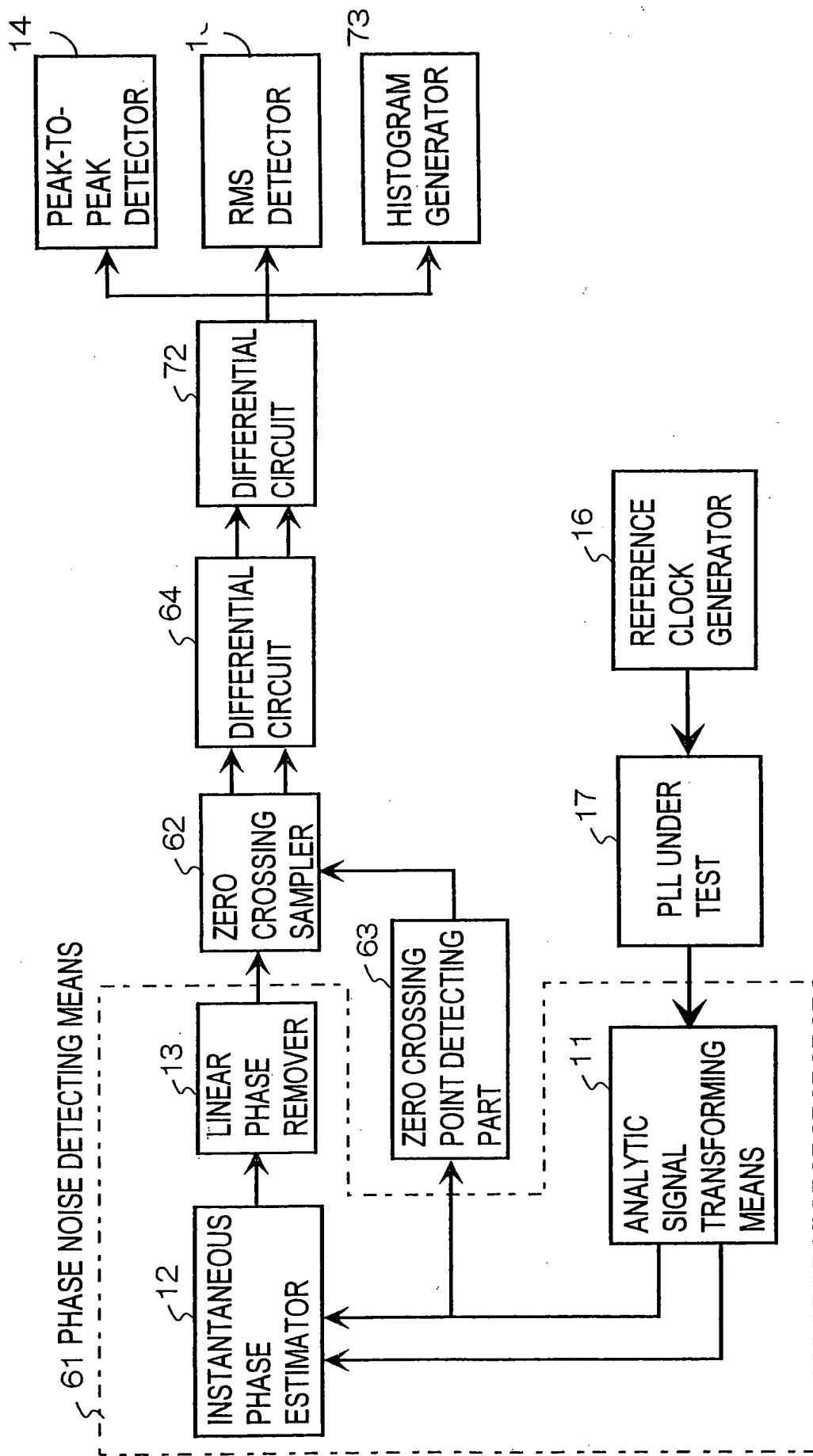


FIG. 91

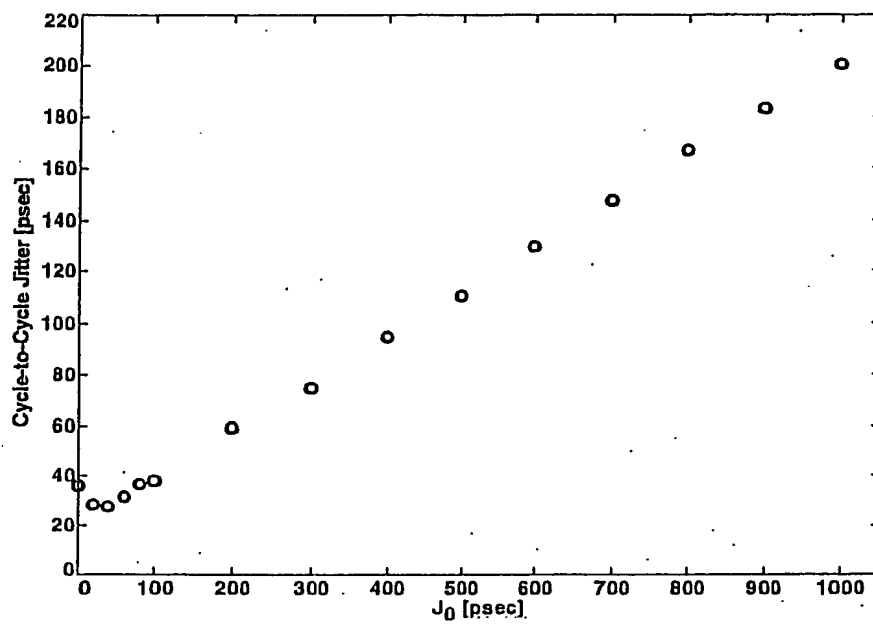


FIG. 92

FIG. 93

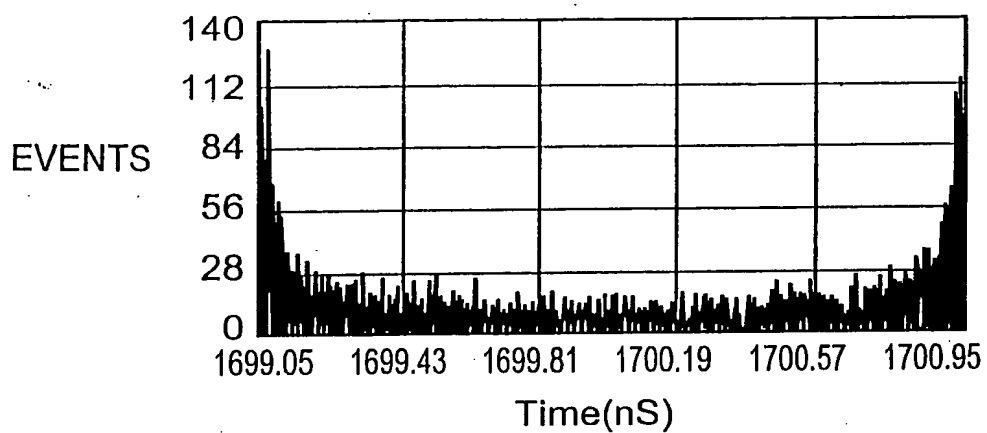


FIG. 94

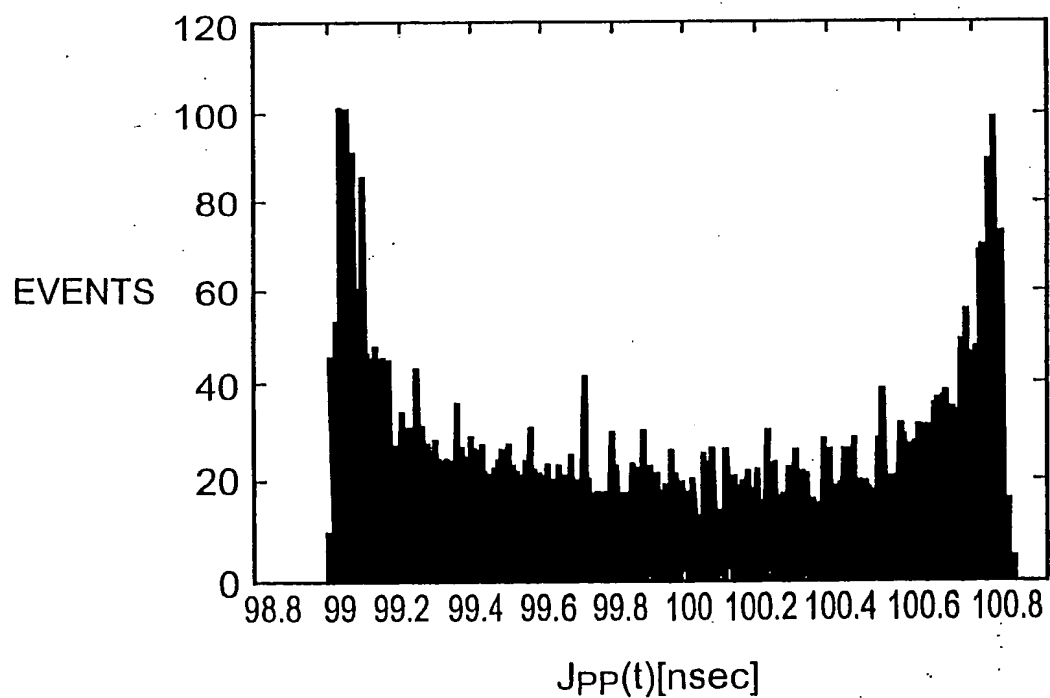


FIG. 95

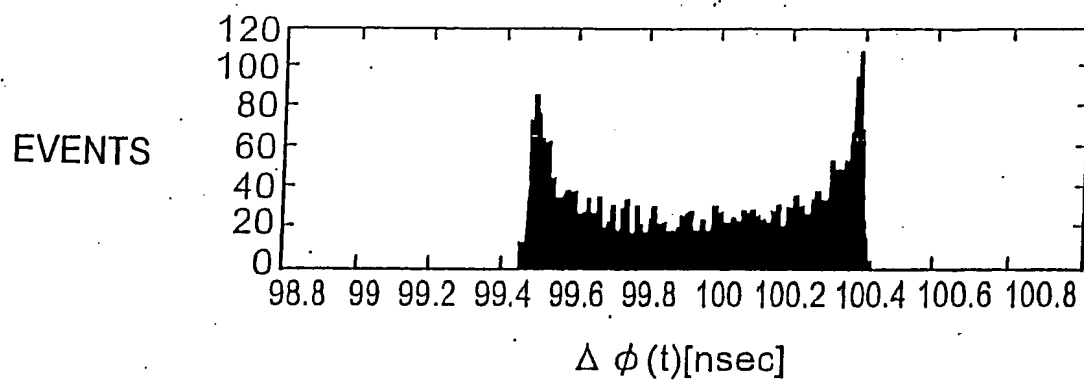


FIG. 96

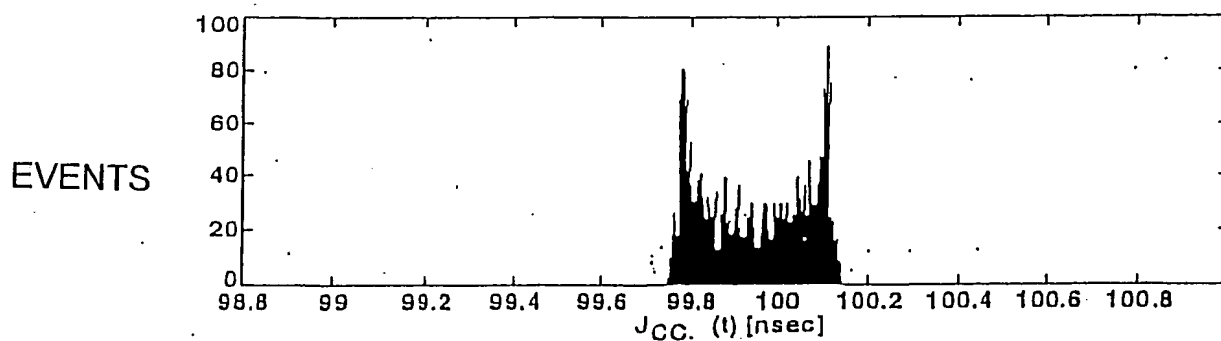


FIG. 97

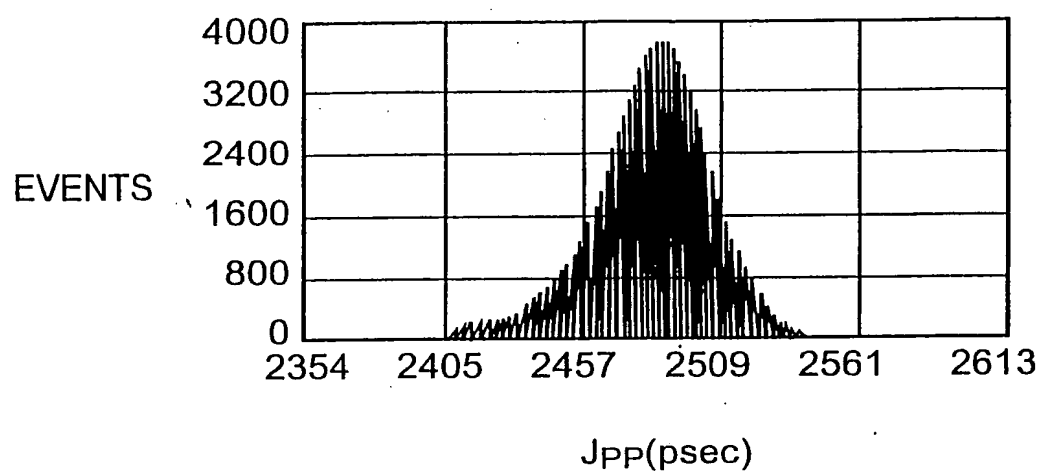
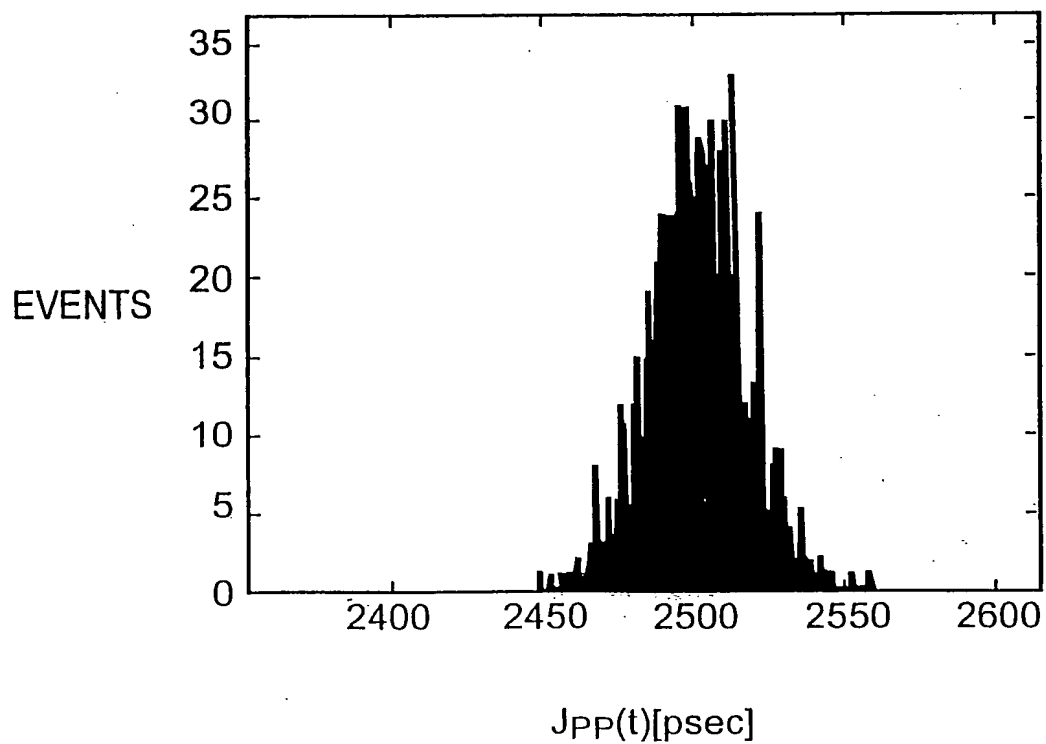
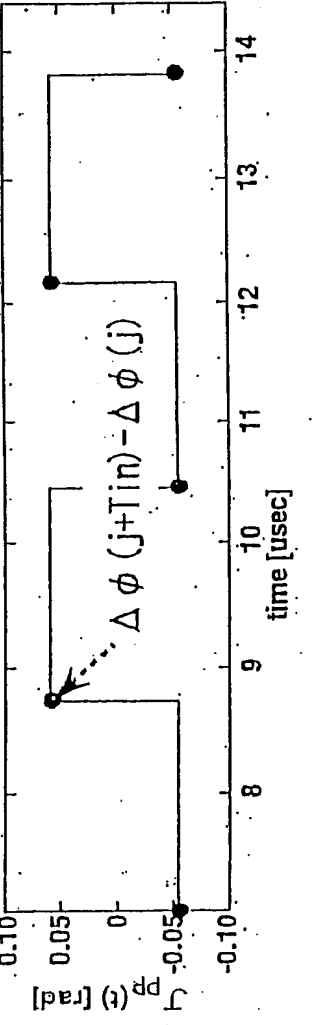
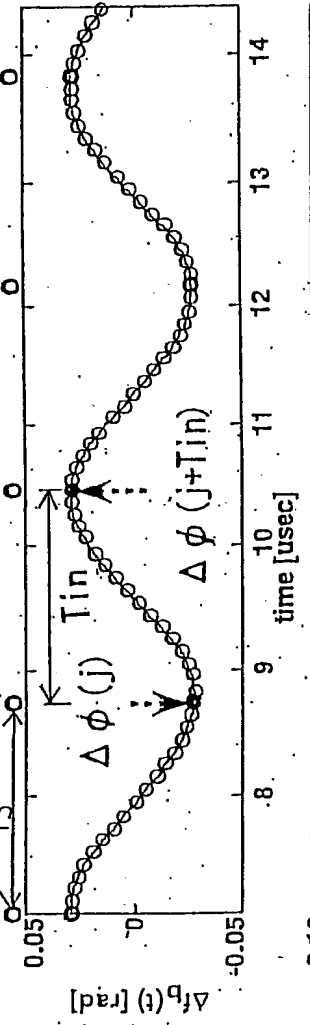
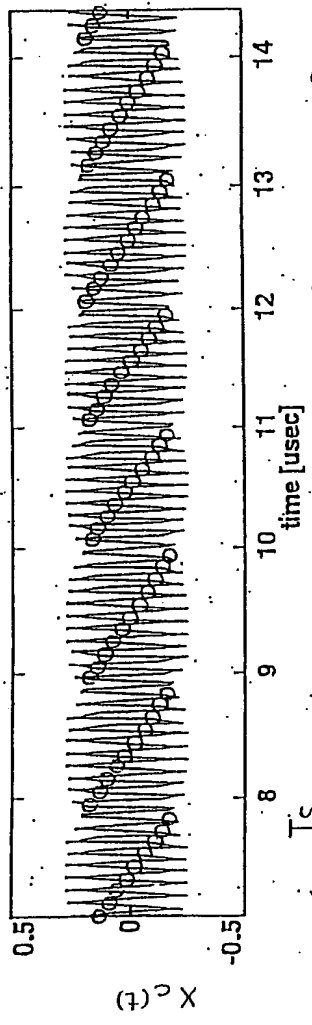


FIG. 98





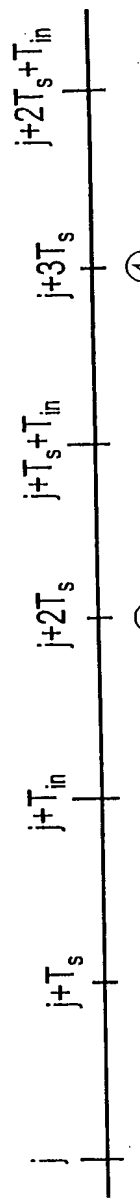


FIG. 100a

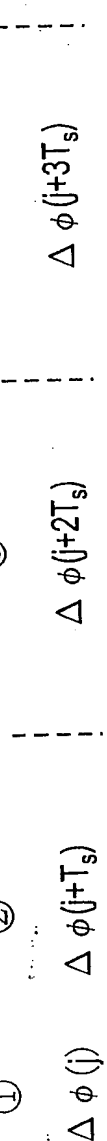


FIG. 100b

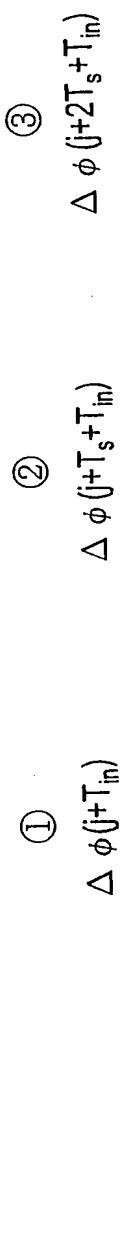


FIG. 100c

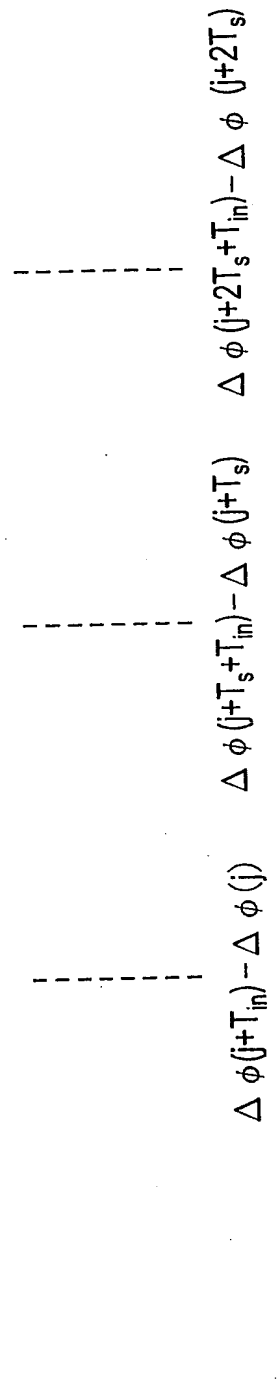


FIG. 100d



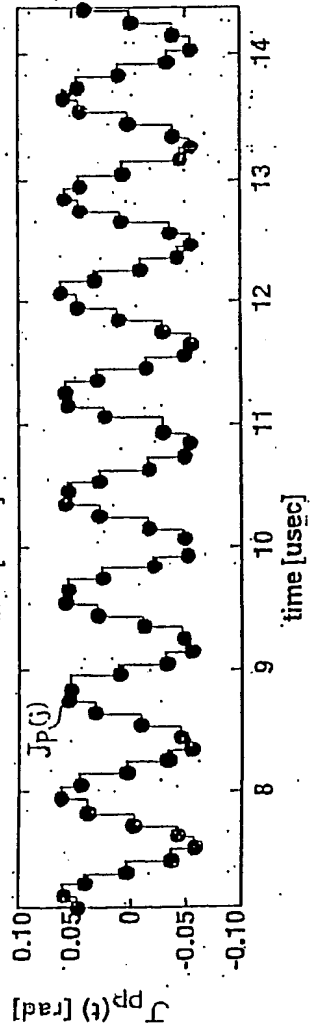
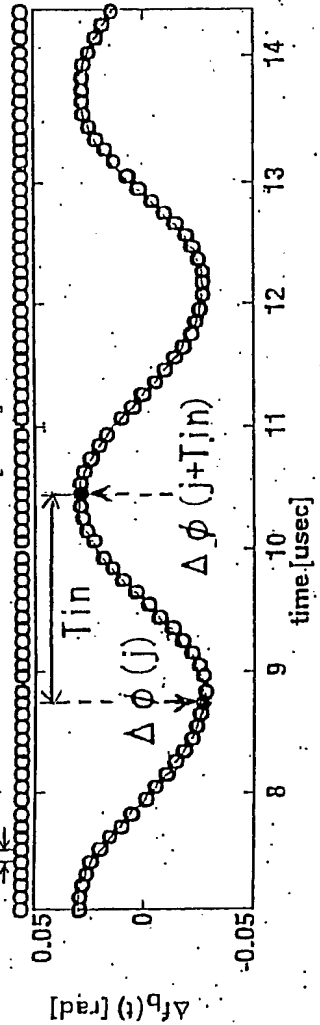
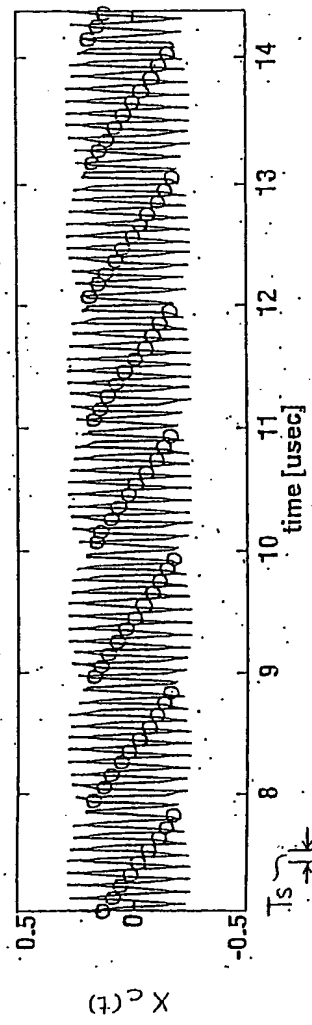


FIG. 102a

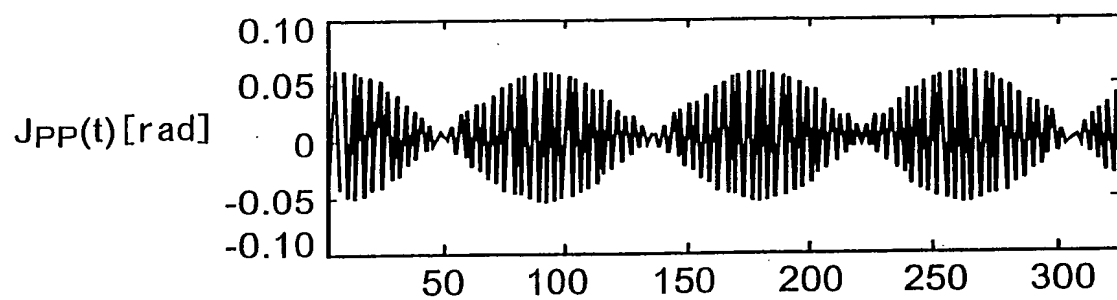


FIG. 102b

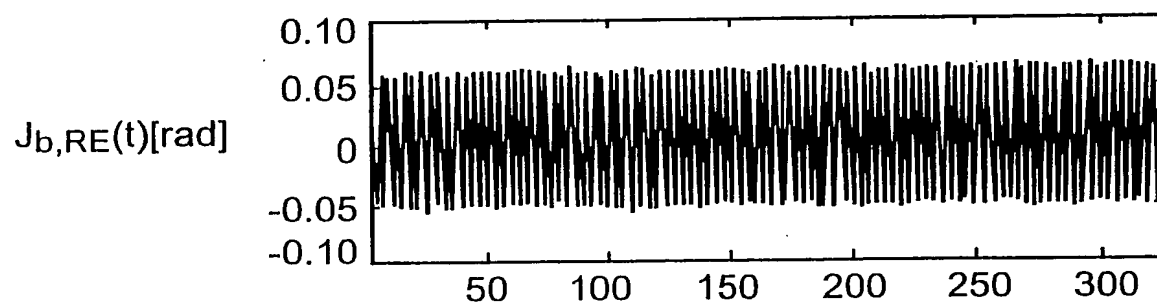


FIG. 103a

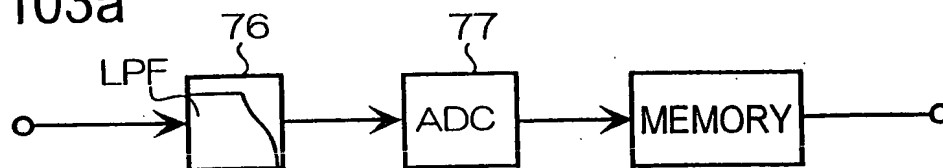


FIG. 103b

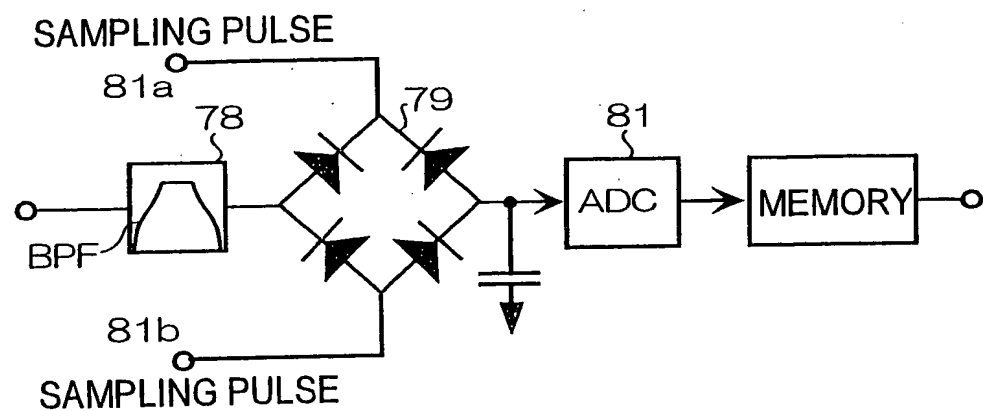


FIG. 104a

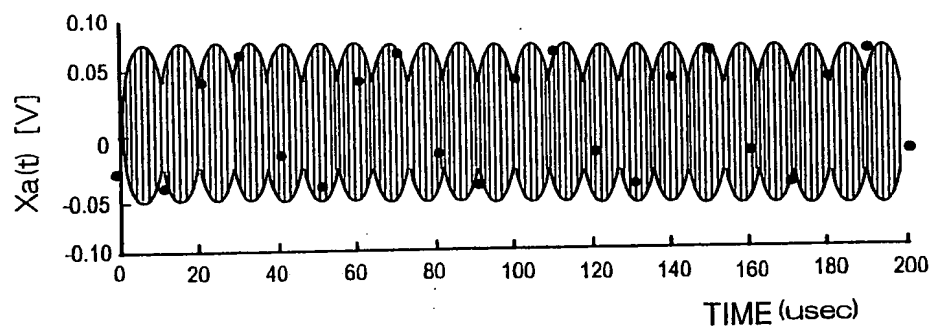


FIG. 104b

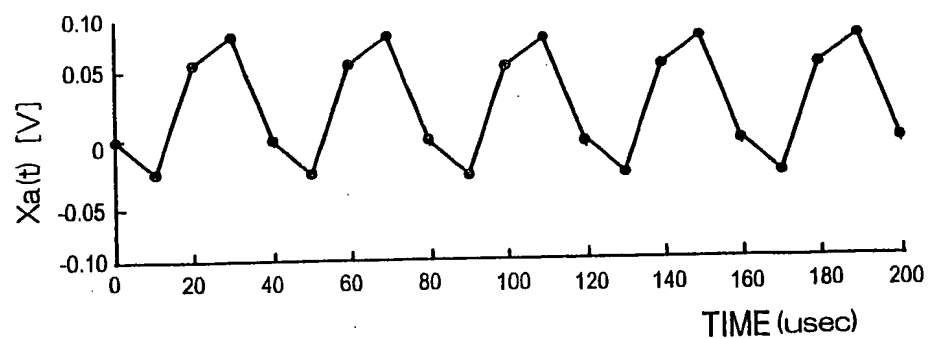


FIG. 105a

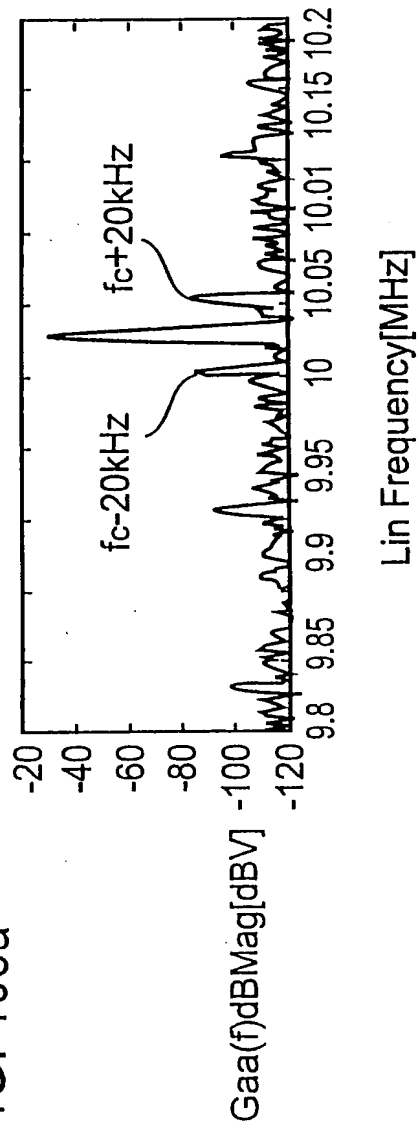


FIG. 105b

